

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Analýza měničových struktur pro fotovoltaické
zdroje s akumulací**

Analysis of converter structures for photovoltaic
sources with accumulation

2013

Bc. Kateřina Barešová

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Kateřina Barešová

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T015 Elektronika

Téma:

Analýza měničových struktur pro fotovoltaické zdroje s akumulací
Analysis of Converter Structures for Photovoltaic Sources with
Accumulation

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte rozbor požadavků na výkonové obvody měničů pro využití ve fotovoltaických systémech s akumulací elektrické energie.
2. Navrhněte vhodná koncepční řešení měničových struktur a vybraná řešení teoreticky analyzujte.
3. Pro vybraná řešení vytvořte numerické modely a ověřte jejich chování pomocí simulací.
4. Vyhodnoťte a porovnejte vlastnosti vybraných řešení.

Seznam doporučené odborné literatury:

Vondrášek, F.: Výkonová elektronika-měniče s vlastní komutací a bez komutace, svazek 3. Plzeň 2003, ISBN 80-7082-980-X

Chlebiš, P.: Polovodičové měniče s měkkým spínáním. Ostrava 2004, ISBN 80-248-0643-6

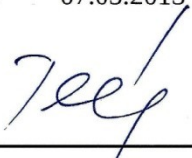
Další tituly doporučené literatury dle pokynů vedoucího diplomové práce

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

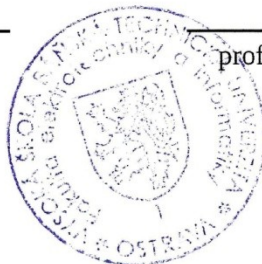
Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc.**


Datum zadání: 16.11.2012

Datum odevzdání: 07.05.2013



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry





prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracovala samostatně. Uvedla jsem veškeré literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpala.“

V Ostravě dne 1. 5. 2013

.....*Kateřina Barešová*.....
Bc. Kateřina Barešová

Poděkování

Touto formou chci poděkovat vedoucímu mé diplomové práce prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc. za cenné rady, připomínky a vedení během celé doby tvorby této práce.

Abstrakt:

Diplomová práce se zabývá analýzou a modelováním vybraných měničových struktur pro fotovoltaické zdroje s akumulací. V úvodu práce jsou vypsány způsoby vzájemného propojení fotovoltaických panelů, které mají vliv na výběr měniče. Dále jsou posouzeny čtyři koncepční řešení měniče pro fotovoltaické panely v souvislosti s využíváním energií slunečního záření. Pro tato čtyři vybraná řešení měničů jsou vytvořeny numerické modely a na základě těchto modelů jsou provedeny simulace v prostředí OrCad PSpice. Z uvedených řešení je na základě modelu vybráno a detailně zpracováno jedno řešení, pro něž je v závěru práce zpracována studie konstrukčního návrhu. V závěru diplomové práce je provedeno porovnání simulovaných měničových struktur s ohledem na praktickou využitelnost.

Klíčové slova:

DC/DC měnič, fotovoltaický panel, fotovoltaika, jednočinný blokující měnič.

Abstract:

This diploma thesis deals with the analysis and modeling of the chosen transducer structures for photovoltaic installations with accumulation of energy. The thesis introduction lists the methods of interconnection of photovoltaic panels that can influence the choice of the transducer itself. There are also evaluations of four conceptual solutions of transducers for photovoltaic panels in relation to the use of solar energy. For this four selected solutions are designed numeric models. Based on these models are done simulations in an OrCad PSpice environment. Based on its model is from solutions mentioned above selected one. This solution is elaborated in detail and there is presented study of its structural design at the end. In the conclusion of this thesis is the comparison of the simulated transducer structures with regard to their practical usability.

Key words:

DC / DC converter, the photovoltaic panel, photovoltaic, single-action blocking transducer

Seznam použitých symbolů a zkratk:

A_L	Konstrukční konstanta jádra transformátoru
C	Kapacita kondenzátoru, označení kondenzátoru
D	Dioda
$D(t)$	Změna střidy v čase
$D0$	Zpětná dioda
dI_{L1}	Diference proudu tlumivkou v době t_1
dI_{L2}	Diference proudu tlumivkou v době t_2
e	Eulerovo číslo
f	Frekvence
f_{min}	Minimální pracovní kmitočet
$FU_{1,3,4}$	Pojistka
FU_2	Varistor
GWp	Giga Watt – peak – odvozená jednotka od Wp
H_{max}	Maximální hodnota intenzity magnetického pole
Hz	Hertz (jednotka kmitočtu)
I	Proud
I_1	Vstupní proud
$I_{1(AVG)M}$	Střední hodnota proudu jednoho modulu
I_{1max}	Maximální hodnota proudu
I_{1min}	Minimální hodnota proudu
I_{1N}	Jmenovitý střední vstupní proud
I_{1NC}	Celkový jmenovitý střední vstupní proud
I_2	Výstupní proud
$I_{C1(RMS)}$	Efektivní hodnota proudu kondenzátoru
$I_{D(AVG)}$	Střední hodnota proudu diody
i_L	Okamžitá hodnota proudu indukčnosti
I_L	Proud tlumivkou
I_{L0}	Dolní mez proudu pro udržení kmitů rezonančního meziobvodu
I_m	Maximální hodnota proudu, amplituda proudu
I_{MPP}	Proud FVP při maximálním výkonu,
i_{out}	Výstupní proud
I_{SC}	Proud FVP nakrátko
I_Z	Proud zátěže
$k_{1,2,3}$	Konstanta úměrnosti
L	Indukčnost cívky, označení cívky
$L_{p,s}$	Indukčnost cívky na primární / sekundární straně transformátoru
m^2	Metr čtvereční, převodní jednotka
$N_{p,s}$	Počet závitů transformátoru na primární / sekundární straně
P	Výkon
$P_{1(M)}$	Výkon modulu
P_{1max}	Maximální napětí výkonu

PN	Přechod polovodiče typu P a N
$P_{S1(AVG)STAT}$	Střední hodnota ztrátového výkonu spínače
$P_{VT(AVG)DYN}$	Vypínací ztráty tranzistoru
$R_{DS(on)}$	Vnitřní odpor tranzistoru
S	Spínač
t	Čas
T	Perioda
$T_{j, c}$	Teplota přechodu / pouzdra
U	Napětí
U_1	Vstupní napětí
U_{10}	Maximální vstupní napětí naprázdno
U_{1max}	Maximální pracovní vstupní napětí
U_{1min}	Minimální pracovní vstupní napětí
U_2	Výstupní napětí
U_{2max}	Maximální výstupní napětí (akumulátoru)
U_{2min}	Minimální výstupní napětí (akumulátoru)
u_C	Okamžitá hodnota napětí kondenzátoru
U_d	Stejnoseměrné (usměrněné) napětí meziobvodu
U_{D0}	Napětí diody
U_{L1}	Napětí indukčnosti
U_{MPP}	Napětí FVP při maximálním výkonu
U_{OC}	Napětí FVP naprázdno
u_{out}	Výstupní napětí
U_p'	Přepočtené sekundární napětí na primární napětí
U_{RRM}	Maximální opakovatelná hodnota závěrného napětí
U_{VT}	Napětí tranzistoru
V	Volt (jednotka napětí)
W	Energie
α	Činitel tlumení rezonančního obvodu
δ_{max}	Maximální proměnná doba spínače
π	Ludolfovo číslo, úhel 180° vyjádřených v radiánech
ω	Úhlová rychlost

AC	Alternating Current – střídavý proud
ACM	AC – Module technology - Technologie střídavé vazby modulu
CT	Centralized technology - Technologie centralizovaného propojení panelů
DC	Direct Current – stejnosměrný proud
DSP	Digital Signal Processor – Signálový procesor
FČ	Fotovoltaický článek
FVP	Fotovoltaický panel
MST	Multi – string technology - Technologie sério - paralelního řazení panelů
ST	String Technology - Technologie sériového řazení panelů

Obsah

1. Úvod.....	9
1.1 Historický vývoj a současný stav v oblasti využití fotovoltaiky.....	9
1.2 Vlastnosti fotovoltaických systému jako obnovitelného zdroje energie.....	11
1.3 Struktury a způsoby spojování fotovoltaických panelů.....	11
1.3.1 Způsoby vzájemného propojování fotovoltaických panelů.....	12
1.3.2 DC/AC měniče pro technologii sériového řazení panelů	15
2. Rozbor požadavků na výkonové obvody FVS s akumulací elektrické energie.....	18
2.1 Střídač s rezonančním meziobvodem.....	18
2.2 Střídač s odlehčovacími kondenzátory.....	21
2.3 DC/DC měnič pro zvyšování napětí.....	25
2.3.1 Jednočinný blokující měnič v režimu spojitého proudu.....	26
2.3.2 Jednočinný blokující měnič v režimu přerušovaného proudu.....	30
3. Modelování.....	32
3.1 Model střídače s rezonančním meziobvodem.....	32
3.2 Model střídače s odlehčovacími kondenzátory.....	38
3.3 Model měniče pro zvyšování napětí.....	43
3.4 Model blokujícího měniče.....	45
3.5 Posouzení výsledků simulací idealizovaných měničů.....	47
4. Konstrukční návrh měniče pro zvyšování napětí.....	48
5. Závěr.....	55
6. Použitá literatura.....	56

1. Úvod

Fotovoltaické systémy patří mezi obnovitelné zdroje elektrické energie. Do skupiny obnovitelných zdrojů obvykle zařazujeme takové zdroje, které nám budou nejméně dalších 40 let schopny dodávat elektrickou energii bez úbytku energie primárního zdroje. Mezi obnovitelné zdroje elektrické energie, kromě energie slunečního záření, dále patří např. geotermální energie, energie proudění vzduchu a energie biomasy, energie mořských proudů, přílivu a odlivu aj.. Tato diplomová práce se zaměřuje na měničové struktury, kterými je nutné doplnit fotovoltaické panely v souvislosti s využíváním energie slunečního záření.

Pod pojmem „fotovoltaika“ rozumíme metodu přímé přeměny slunečního záření na elektrickou energii. Proces přeměny světla probíhá v solárním fotovoltaickém článku, který lze považovat za zdroj stejnosměrného napětí s výkonem závislým na intenzitě slunečního záření dopadajícího na článek. Takto získaná energie se buď přímo mění na střídavou a poté se dodává do distribuční sítě, kde se spotřebovává, nebo se může na přechodnou dobu uchovávat ve stejnosměrných akumulátorech.

Solární článek se poprvé objevil v roce 1958 a byl využit pro výrobu energie v kosmických programech. Solární článek pro svou činnost využívá tzv. fotovoltaického jevu. Jeho podstatou je, že na rozhraní dvou vhodných materiálů, na něž dopadá světlo, vzniká elektrické napětí a uzavřením elektrického obvodu tak může procházet elektrický proud. V průběhu více než padesátiletého vývoje byly vyvinuty fotovoltaické články a moduly z různých materiálů zpracovávaných různými technologickými postupy.

Tak, jak probíhá v současnosti vývoj a zdokonalování samotných solárních fotovoltaických článků, panelů, i jejich konstrukčního provedení, tak jsou neustále zdokonalovány měničové struktury a koncepce měničů pro přeměnu energie z fotovoltaických systémů. Stejně probíhá intenzivní vývoj v oblasti metod a algoritmů řízení pro optimalizaci přeměny a hledání výkonového maxima za daných podmínek slunečního svitu.

Cílem této práce je nalézt koncepční řešení měniče pro konkrétní fotovoltaický zdroj s akumulací budovaný v souvislosti s výzkumnou činností katedry elektroniky.

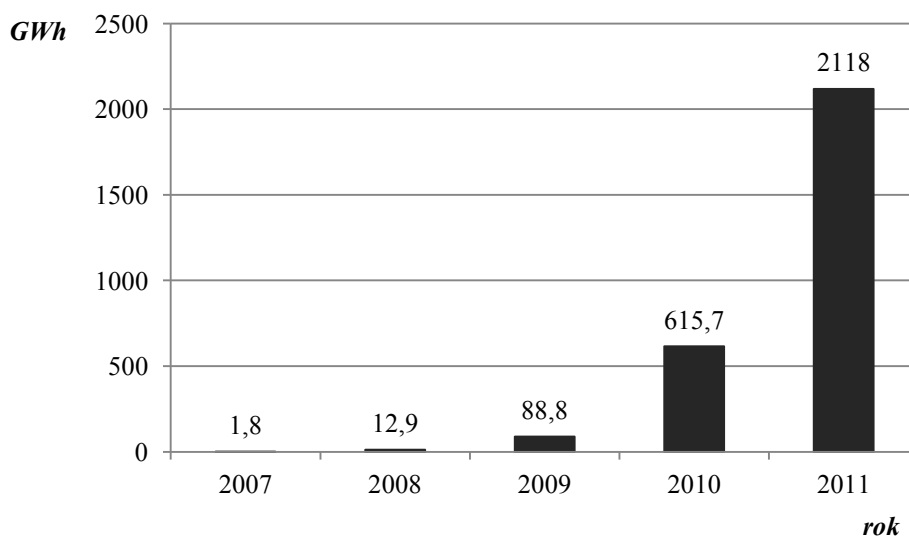
1.1 Historický vývoj a současný stav v oblasti využití fotovoltaiky

V současnosti jsou aktuální především fotovoltaické články a moduly vyráběné z krystalického křemíku, nebo i ve formě tenkých vrstev z dalších polovodičových materiálů jako je např. amorfni křemík, amorfni křemík – germanium, teluridy kadmia CdTe a materiály typu CIS (CuInSe_2 , $\text{CuIn}_x\text{Ga}_{1-x}\text{Se}_2$). Převažujícím materiálem na výrobu fotovoltaických článků a modulů je stále krystalický křemík, který je v současnosti také obecně nejčastěji používaným polovodičovým materiálem.

Ve fotovoltaických aplikacích se křemík využívá v různých formách, historicky od tzv. fotodiod až po současné polykrystalické panely. Jeden fotovoltaický článek dokáže při maximálním výkonu vytvořit napětí 0,5 V a elektrický proud až 3 A. Články se většinou sérioparalelně propojují z důvodu dosažení potřebného napětí a výkonu. Významnou vlastností solárních článků je snadnost jejich vzájemného propojení za účelem sestavení větších celků. Tyto celky se nazývají solární moduly, nebo také fotovoltaické panely a představují základní stavební jednotky fotovoltaických

systémů. V jednom solárním panelu je běžně 36 článků o výstupním napětí 12 V nebo 72 článků o napětí 24 V. Solární panely mívají různé výkony 150, 180 až 280 W. Výkonovou jednotkou panelů je Wattpeak (Wp), neboli tzv. špičkový výkon, což je výkon naměřený za daných podmínek (ozáření 1000 W/m^2 , teplota 25°C). Účinnost solárních panelů je 14 – 17 %, životnost se pohybuje kolem 30 let.

Fotovoltaika se v posledních letech stala jedním z nejrychleji se rozvíjejících oborů elektroenergetiky s meziročním nárůstem instalovaného výkonu převyšujícím v některých zemích i více než 30%. Ve světě na konci roku 2008 přesáhl instalovaný výkon fotovoltaických systémů 14 GWp a v Evropě přesáhl instalovaný výkon 9 GWp. Vývoj produkce fotovoltaických modulů v období od 2007 až do 2011 je zobrazen na obrázku 1.1.



Obr. 1.1 Vývoj výroby elektřiny z fotovoltaických systémů v České republice

Fotovoltaické moduly jsou od poloviny devadesátých let hromadně používány pro FV systémy, které jsou připojené k distribuční síti. Na další rozvoj fotovoltaiky jako efektivního zdroje elektrické energie v systémech připojených na distribuční síť je zapotřebí, aby cena modulů klesla na úroveň 1 €/Wp a cena celého systému na úroveň 2,5 €/Wp. K dosažení tohoto požadavku je důležité:

- snížit cenu vstupního materiálu,
- zjednodušit a zlevnit technologii výroby,
- zvýšit účinnosti přeměny FV článků.

Zdokonalování technologie a zavádění hromadné výroby se již projevilo ve výrazném snížení ceny fotovoltaických modulů. Na cenu produkce měl zajisté velký vliv efekt hromadné výroby, v jehož důsledku na základě výrazného zvýšení produkce došlo ke snížení ceny fotovoltaických panelů o více než na polovinu. Pro podporu nárůstu výroby tohoto typu obnovitelného zdroje jsou např. u nás poskytovány různé formy dotací. [12]

1.2 Vlastnosti fotovoltaických systému jako obnovitelného zdroje energie

Největší předností fotovoltaiky je její univerzální použití. Fotovoltaické systémy je možné použít v široké řadě výkonů, od zlomků wattu až po megawattové elektrárny, prakticky kdekoli na povrchu Země i ve vesmíru, a to v celé řadě průmyslových, komunálních a domácích aplikací. Vliv na celkový výkon má ovšem technologie výroby panelů. Spotřebitel však nemá možnost tento faktor nijak ovlivnit. Důležitými vlivy na celkový výkon panelu má mimo jiné jeho sklon, nadmořská výška, znečištění ovzduší a zeměpisné umístění. Ideální náklon panelu by měl být vždy kolmý ke slunečnímu záření, a tudíž se vhodný úhel náklonu mění nejen zeměpisným umístěním a denní dobou, ale i také s ročním obdobím. Velký vliv na dostupnost solární energie má zejména zeměpisná šířka, kdy nejvíce slunečního záření dopadá na Zemi v oblasti rovníku. Fotovoltaické panely se nejčastěji instalují na šikmou střechu se sklonem 45° s jižní až jihozápadní orientací. Intenzita slunečního záření kolísá v průběhu dne podle toho, jaké zrovna panuje počasí. Zásadní význam při plánování využití sluneční energie má jeho rozložení mezi jednotlivá roční období. V zimě, kdy potřebujeme nejvíce elektrické energie, např.: na vytápění, je slunečních paprsků nejméně a naopak v létě, kdy není tolik elektrické energie zapotřebí, je slunečního svitu nadbytek. Zde se nabízí jako vhodné řešení využití akumulace, při níž se získaná energie na nějakou dobu uloží, tedy akumuluje. Nevýhodou tohoto způsobu je, že čím déle chceme sluneční energii akumulovat, tím vznikají větší ztráty a tím více musíme do této technologie investovat. Další možnosti využití a připojení fotovoltaických panelů je např. síťový systém (on-grid), který je zapojen do distribuční sítě a ostrovní systémy (off-grid), které se používají všude tam, kde není k dispozici rozvodná síť a přitom je zde potřeba střídavého napětí 230 V.

Síťové systémy (on-grid) jsou nejvíce uplatňovány v lokalitách s velkou hustotou elektrických rozvodných sítí. V případě dostatečného slunečního záření jsou spotřebiče napájeny přímo z fotovoltaických systémů (vlastní energie) a případný přebytek je dodáván do veřejné rozvodné sítě. Při nedostatku vlastní energie je elektrická energie čerpána z rozvodné sítě. Špičkový výkon FV systémů připojených k rozvodné síti se pohybuje v rozmezí jednotek kilowattů až desítek megawattů.

Světová energetika směřuje ke stále vyšší spotřebě elektrické energie. Klasické zdroje elektrické energie nebudou schopny dlouhodobě pokrýt nároky populace. Jednou z mála účinných variant je zvýšení podílu alternativních zdrojů. Od fotovoltaiky se očekává, že se už během relativně krátké doby v rozmezí 20 až 50 let stane viditelným a významným zdrojem nejčistší formy energie. Cestou k tomu bude instalace fotovoltaických solárních systémů na venkově (zejména v rozvojových zemích) a fotovoltaika integrovaná do stěn a střech budov.

1.3 Struktury a způsoby spojování fotovoltaických panelů

V průběhu vývoje fotovoltaických článků, fotovoltaických panelů i celých struktur došlo k ověřování různých variant propojení, které můžeme rozdělit do čtyř skupin, běžně označovaných jako technologie. Jde zejména o:

1. technologie centralizovaného propojení panelů (Centralized technology),
2. technologie sériového řazení panelů (String technology),

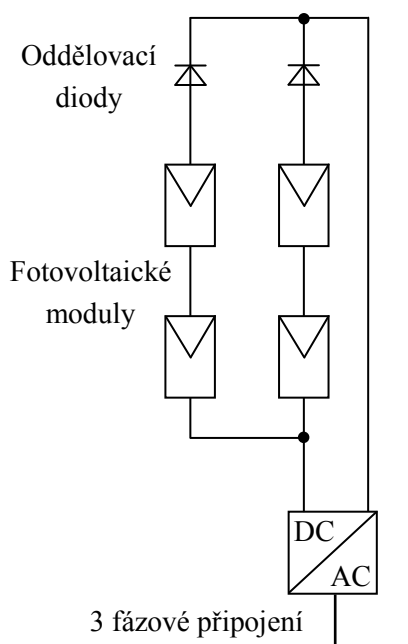
3. technologie sérioparalelního řazení panelů (Multi – string technology),
4. technologie střídavé vazby modulů (AC – Module technology).

Technologie vzájemného propojení fotovoltaických modulů má vliv nejen na výběr měniče, který bude využíván, účinnost systému, ale ovlivňuje také cenu měniče.

V následujících odstavcích budou jednotlivé způsoby zapojení popsány a stručně porovnány.

1.3.1 Způsoby vzájemného propojování fotovoltaických panelů

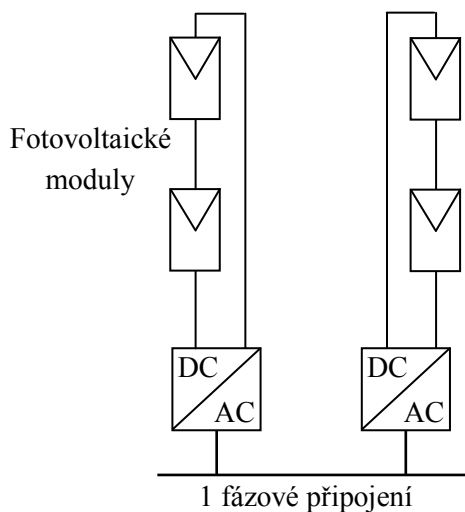
Technologie centralizovaného propojení je jednou z nejstarších metod, u níž se na jeden měnič připojovalo velké množství fotovoltaických panelů. Výhodou tohoto zapojení byla potřeba menšího množství měničů, (resp. jednoho měniče), což umožnilo snížení ztrát při přeměně energie. Zapojením několika modulů do série bylo možné dosáhnout dostatečně vysokou hodnotu výstupního napětí, což však vyžadovalo použití vysokonapěťových kabelů pro stejnosměrné napětí mezi moduly a měničem, nevýhodou byly i parazitní proudy mezi jednotlivými moduly při rozdílném osvětlení, a dále ztráty na diodách sloužících pro oddělení jednotlivých větví. Podstatná nevýhoda centralizovaného propojení však spočívala v centralizovaném hledání bodu maximálního výkonu celého systému, přičemž jednotlivé moduly (řetězce modulů) byly plošně osvětleny různě, takže docházelo k přetěžování některých částí. Sériová výroba této technologie byla díky nízké flexibilitě zastavena. Zapojení je zobrazeno na obrázku 1.2



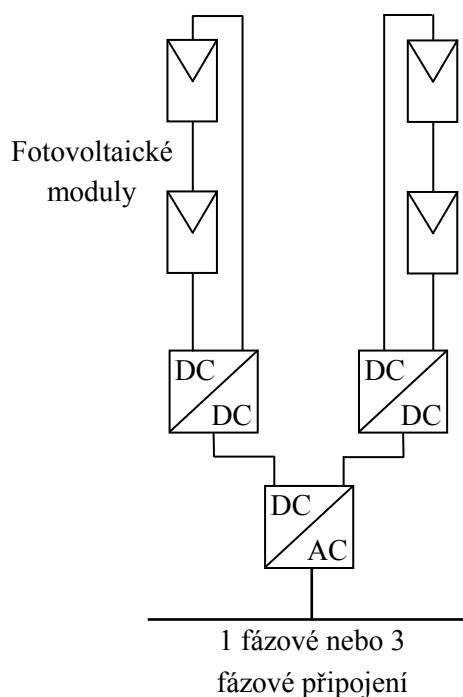
Obr. 1.2 Schéma zapojení technologie centralizovaného propojení

Technologie sériového řazení panelů je rozšířená verze technologie centralizovaného propojení panelů. Jeden měnič je použit pro každý řetězec modulů zapojených v sérii. Pokud je zapojený dostatečný počet modulů v sérii, je možné v tomto zapojení dosáhnout celkem vysokého napětí.

Pokud je i v tomto případě napětí sériového řetězce nízké, je možné použít transformátor, nebo DC/DC měnič pro zvyšování hladiny napětí. Výhodou zapojení je, že umožňuje pro každý řetězec individuální hledání bodu s maximálním výkonem. Ztráty mezi jednotlivými moduly jsou eliminovány, ale nejsou odstraněny úplně. Schéma zapojení je zobrazeno na obrázku 1.3.



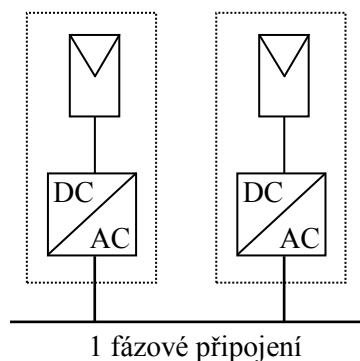
Obr. 1.3 Schéma zapojení technologie sériového řazení panelů



Obr. 1.4 Schéma zapojení technologie sérioparalelního řazení panelů

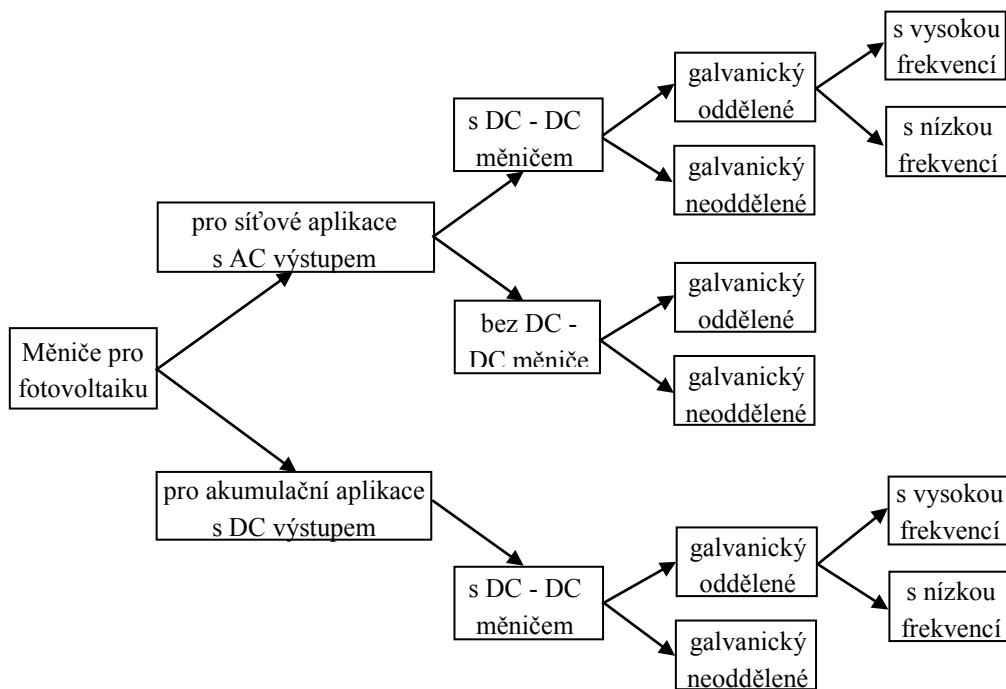
Technologie sérioparalelního řazení panelů má oproti dvěma předcházejícím technologiím výhodu v tom, že každý řetěz fotovoltaických modulů má svůj vlastní DC/DC měnič, který umožňuje provádět individuální hledání bodu maximálního výkonu. Následně jsou všechny DC/DC měniče připojeny na jeden centrální DC/AC střídač. Zapojení je zobrazeno na obrázku 1.4. Tento způsob propojování řetězců se díky jeho flexibilitě a poměrně slušné účinnosti používá dodnes.

Technologie střídavé vazby modulu znamená, že fotovoltaický panel a DC/AC měnič jsou sloučeny do jednoho zařízení, viz obrázek 1.5.



Obr. 1.5 Schéma zapojení technologie střídavé vazby modulu

Tímto způsobem je možné vyrobit zařízení charakteru „plug and play“. Vyrovnávací proudy mezi jednotlivými moduly jsou eliminovány, koncepce umožňuje i jednodušší instalaci. Problém této koncepce spočívá v nízkém výstupním napětí panelu, které je potřeba zvýšit na potřebnou hladinu alespoň fázového napětí. V důsledku zvyšování výstupního napětí panelu na hodnotu odpovídající napětí sítě vznikají v systému poněkud vyšší ztráty. [6]



Obr. 1.6 Rozdělení měničů pro fotovoltaické systémy

Z uvedených koncepcí vyplývá, že systém přeměny energie z fotovoltaických panelů bude obsahovat řadu polovodičových měničů. Z obrázku 1.6 je zřejmé, že systém bude obvykle tvořen třemi základními komponenty. Budou to DC/AC měniče, druhou skupinu budou představovat různé DC/DC měniče a třetí systémovým prvkem bude transformátor, který bude sloužit jak pro galvanické oddělení, tak pro úpravu velikosti napětí.

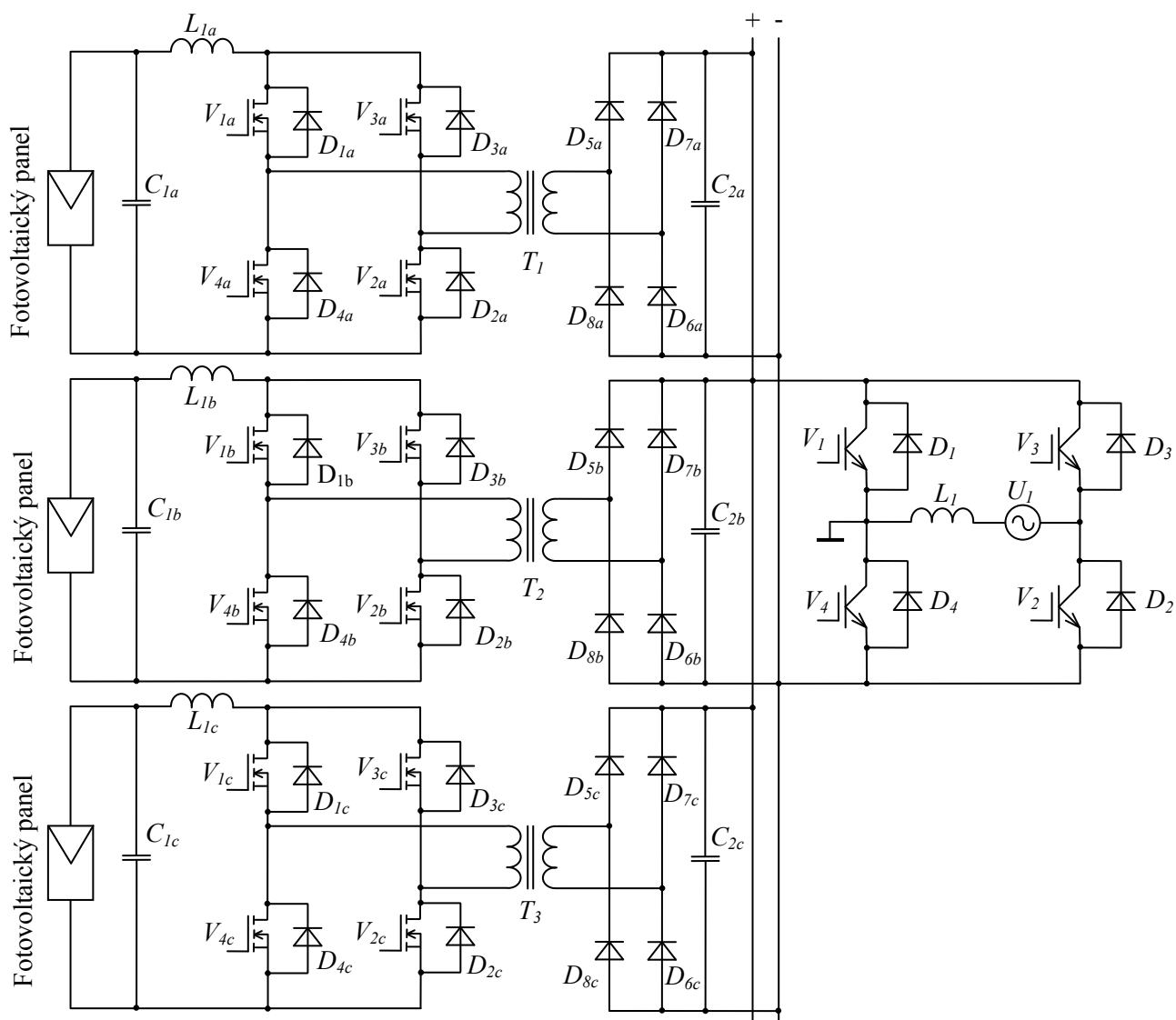
1.3.2 DC/AC měniče pro technologii sériového řazení panelů a technologii sérioparalelního řazení panelů

Za předpokladu FV systému připojeného k síti s nominálním napětím 230 V_{rms} jedné fáze, musí měnič splňovat dva požadavky:

- musí být možnost regulace stejnosměrného napětí fotovoltaických modulů ve snižujícím nebo ve zvyšujícím režimu DC/DC měniče,
- výkonový měnič musí poskytnout možnost galvanického oddělení fotovoltaických modulů od distribuční sítě. V minulosti byl za střídač zařazený 50 Hz transformátor, který galvanické oddělení zajišťoval.

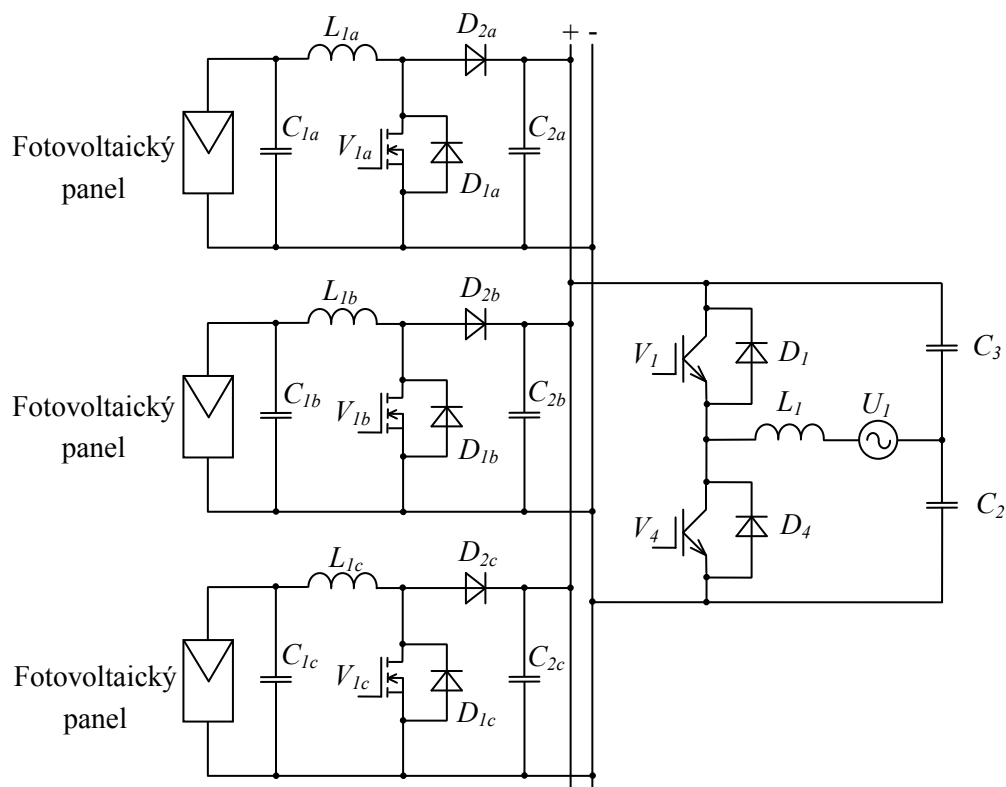
V současné době jsou zvláště na aplikace s nízkým výkonem kladeny nároky na minimalizaci a nízké pořizovací náklady. DC/DC měnič se může chovat jako napěťový, nebo jako proudový zdroj. Proudový zdroj na výstupu nepotřebuje filtrační kondenzátory, jelikož vstupní indukčnost vyhladí zvlnění vstupního proudu. Při správném návrhu pro dosažení vysokého výkonu je možné použít jakoukoliv moderní topologii vazby. Nejčastěji používané topologie jsou plný můstek, push – pull a neizolovaný zvyšující měnič. Všechny tyto topologie jsou velice známé a mají velmi dobré využití magnetických komponentů i výkonových polovodičových součástek. K nejpoužívanějšímu zapojení patří plný můstek, který je zobrazen na obrázku 1.7. Častěji využívaný je klasický plný můstek, který má lepší využití materiálu jádra transformátoru a tím i vyšší účinnost. Proudový charakter každé jednotky vytvořený zařazením tlumivek L_{1a} , L_{1b} , L_{1c} umožňuje bezproblémové paralelní řazení na DC sběrnici při různých výkonech fotovoltaických panelů.

Současně s životností fotovoltaických panelů musí být zajištěna i životnost s nimi spolupracujících měničů. V běžných zapojeních jsou pro filtraci obvykle v měničích používány elektrolytické kondenzátory. Tyto jsou však velmi citlivé na tepelné namáhání a tím se snižuje životnost celé soustavy. Životnost a spolehlivost měniče se tak dá ovlivnit použitím nových typů foliových kondenzátorů. Spolehlivost celé soustavy se dá ovlivnit i modularitou systému. Například už ve zmíněném zapojení dvou měničů, nebo více DC/DC měničů připojených na společnou DC sběrnici a použitím jednoho DC/AC měniče, může být výhoda ve spolehlivosti, účinnosti a získání maximálního množství energie z fotovoltaických modulů. Tento systém může být řízený centrálním mikropočítačem, který řídí také DC/AC měnič připojený na distribuční síť.



Obr. 1.7 Topologie pro sérioparalelní řazení panelů (DC/DC měnič plný můstek, DC/AC střídač plný můstek)

Varianta vazby fotovoltaického panelu na společnou DC/DC sběrnici bez galvanického oddělení může být realizována pomocí zvyšujícího měniče dle obr. 1.8. Zapojení je úspěšnější jak na straně fotovoltaických panelů, tak půlmůstkovým zapojením na straně sítě.



Obr. 1.8 Topologie pro sérioparalelní řazení panelů (DC/DC zvyšující měnič, DC/AC střídač polo můstek)

2. Rozbor požadavků na výkonové obvody pro využití ve fotovoltaických systémech s akumulací elektrické energie

Jak vyplývá z rozboru v předchozích kapitolách, musí výkonová část měniče ve fotovoltaických systémech splňovat řadu požadavků. Při spojení fotovoltaických systémů s akumulací se předpokládá využití DC/DC měničů pracujících s vysokou účinností (malé ztráty) při vysoké dynamice a malých rozměrech měniče (vysoký spínací, nebo pracovní kmitočet). Protože se akumulační prvek v zátěži měniče chová jako spotřebič napětového charakteru, tzn., že má silně vyvinutou složku vnitřního napětí (ideálně nahrazujeme zdrojem napětí, příp. se sériově zařazeným vnitřním odporem zdroje), musí mít výstup měniče charakter proudového zdroje. To docílíme zapojením cívky do výstupu jako vazebního prvku.

Zvláštní posouzení vyžaduje požadavek galvanického oddělení soustav. Starší systémy galvanického oddělení systému fotovoltaických panelů od síťové strany bezpodmínečně vyžadovaly, dnes se od galvanického oddělení, zejména z ekonomických důvodů, upouští. Další odlišností je, že při práci fotovoltaické soustavy do akumulátoru se jeho napětí mění podle stupně nabití, nebo vybití, takže výkonové, resp. napětové podmínky se neustále mění nejen na vstupní straně od fotovoltaických panelů dle intenzity slunečního svitu, ale i na straně akumulátoru. Navíc, měnič musí umožňovat omezení maximálního nabíjecího proudu akumulátoru.

Podmínku vysoké účinnosti a dynamiky měniče mohou principiálně splňovat měniče s tzv. měkkým spínáním. Proto je práce směřována k možnostem využití tohoto principu. Technika měkkého spínání eliminuje, nebo alespoň redukuje spínací ztráty součástek tím, že v době spínání nebo vypínání je alespoň napětí (spínání při nulovém napětí – ZVS) nebo proud (spínání při nulovém proudu – ZCS) nulové. Výsledná ztráta při těchto dějích, která je daná součinem, je proto principiálně také nulová, nebo velice malá.

Pro koncepci s galvanickým oddělením bude posouzena koncepce měniče se střídavým meziobvodem, a dále koncepce měniče s odlehčovacími kondenzátory.

Pro měnič bez galvanického oddělení bude ověřena koncepce zvyšujícího měniče v režimu přerušovaných proudů. Pro objektivní porovnání s měniči s galvanickým oddělením bude ověřena varianta zvyšujícího měniče s transformátorem obecně v oblasti spínaných zdrojů označovaná jako blokující zapojení.

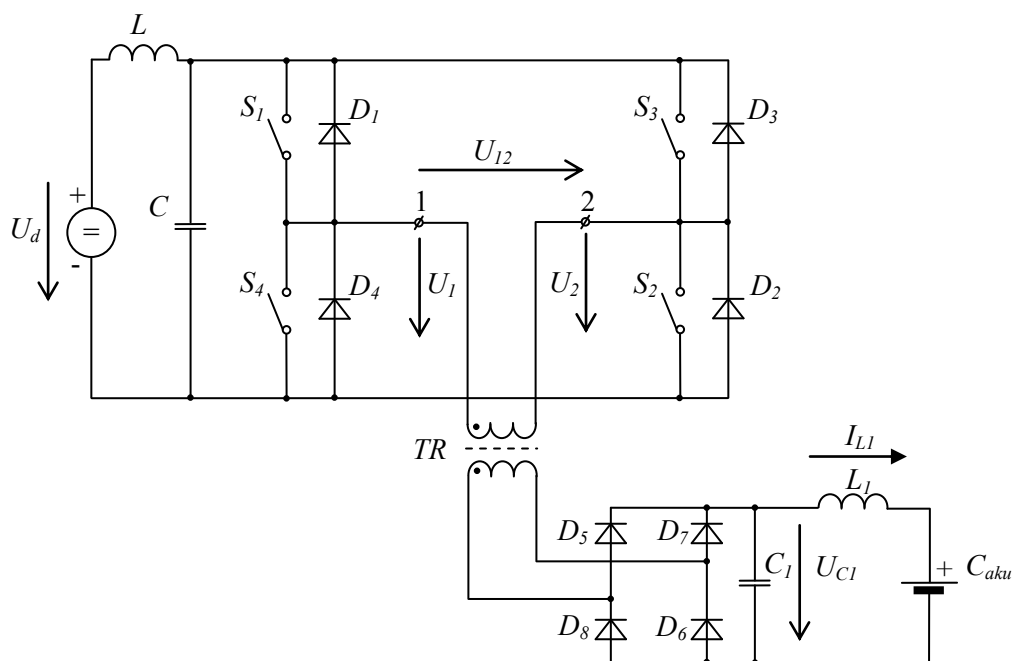
Dalším cílem diplomové práce je směřovat obvodová řešení měničů k co nejvyšším kmitočtům pro možné využití součástek na bázi karbidu křemíku (SiC), které jsou pro aplikace s vysokým spínacím kmitočtem určeny.

2.1 Střídač s rezonančním meziobvodem

Střídač s rezonančním meziobvodem je charakteristický tím, že napájecí napětový zdroj U_d je doplněn rezonančním meziobvodem, který je tvořený rezonanční tlumivkou L a rezonančním kondenzátorem C . Schéma střídače s rezonančním meziobvodem je zobrazeno na obr. 2.1.

Střídačový můstek tvořený spínači S_1 až S_4 spolu s inverzními diodami je tak napájen pulzujícím napětím meziobvodu, které vytváří na spínačích okamžiky nulového napětí. Interval nulového napětí je vytvořen současným sepnutím všech spínačů můstku. V těchto intervalech dojde k „nabití“ cívky energií pro další napětový pulz přenášený transformátorem TR na výstup a na jeho

konci ke změně spínací kombinace můstku. Teoreticky tak transformátor přenáší téměř sinusový střídavý průběh napětí s kmitočtem polovičním vzhledem ke kmitočtu rezonančního meziobvodu. Velikost energie přenášené měničem je řízena velikostí energie, kterou se „přednabije“ rezonanční cívka meziobvodu L při každém intervalu „nulového“ napětí. Střídač tedy nelze řídit běžnými způsoby šířkových, nebo pulzně-šířkových modulací. Změna způsobu řízení střídače je vynucena výskytem diskrétního časového intervalu T_I , ve kterém dochází k současnému sepnutí všech spínačů S_1 až S_4 . (viz. obr. 2.1, 2.2)



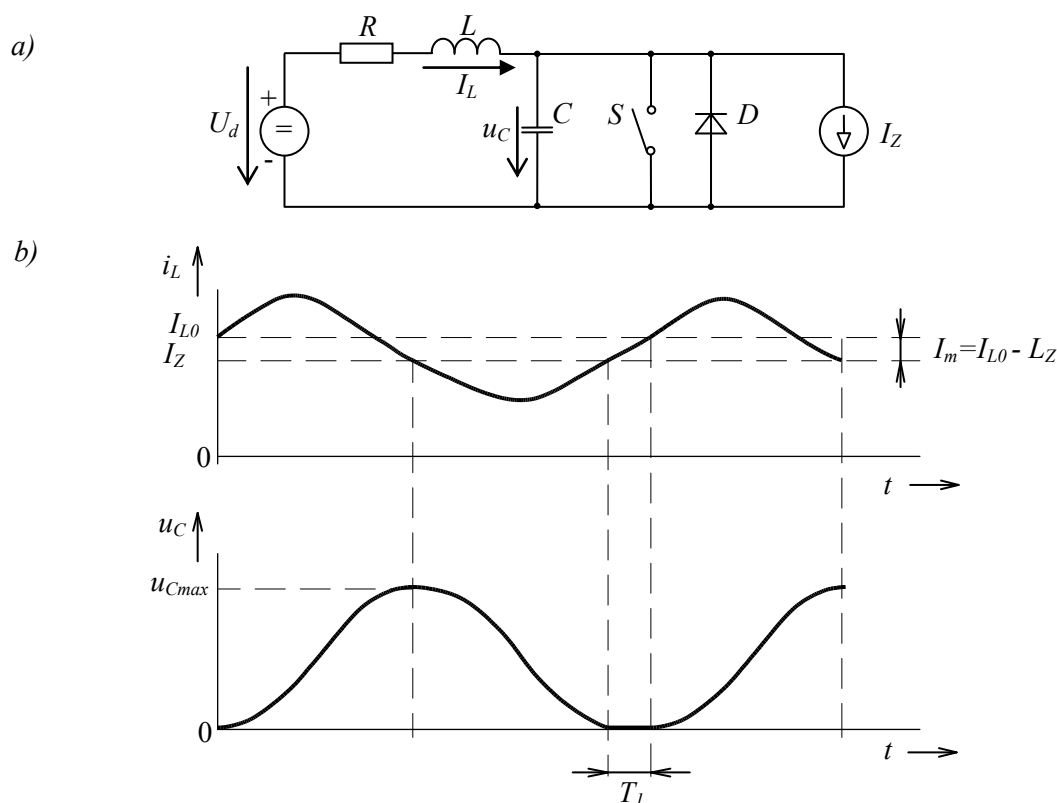
Obr 2.1 Střídač s rezonančním meziobvodem

Výstupní obvod na sekundáru vazebního transformátoru TR je tvořen diodovým můstkem, který napájí výstupní tlumivku L_I , která tak teoreticky přes diodový můstek a transformátor zatěžuje vstupní stranu střídače konstantním proudem. Kondenzátor C_I na výstupu usměrňovače má velmi malou hodnotu a slouží pouze k ošetření komutačního procesu diodového usměrňovače. Princip a chování rezonančního meziobvodu vyplývá z průběhů a náhradního schématu na obrázku 2.2.

Předpokladem správné činnosti náhradního schématu je, aby se obvod na výstupu střídače choval jako zdroj proudu, což vyplývá z předchozího popisu. Jak již bylo zmíněno, tento předpoklad je také nutný pro nabíjení akumulátoru jako napěťového zdroje.

V náhradním schématu je respektován vnitřní odpor fotovoltaického zdroje, který se podílí na tlumení rezonančního obvodu, spínač S nahrazuje současné sepnutí spínačů střídačového můstku S_1 až S_4 , ideální transformátor může být z pohledu funkcí při přenosu energie zanedbán a diodový výstupní usměrňovač D_5 až D_8 je ve schématu nahrazen diodou D . (viz. obr. 2.2 a))

Teoretický popis chování rezonančního meziobvodu je uveden následně.



Obr. 2.2 Střídač s rezonančním meziobvodem

a) náhradní schéma

b) průběhy základních veličin

V intervalu, kdy je spínač S rozepnut (tedy na výstupu můstku je požadovaná kombinace) se napětí na kondenzátoru mění podle rovnice:

$$u_C = U_d(1 - \cos \omega_0 t) \quad (2.1)$$

a proud cívku nabývá hodnot:

$$i_L = U_d \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sin \omega_0 t + I_z \quad (2.2)$$

Uvedené vztahy platí za předpokladu $R = 0$ tedy, kdy obvod není tlumen. V reálné aplikaci se však musí uvažovat tlumení obvodu, které je vyjádřené činitelem tlumení $\alpha = R/2L$.

Vztahy lze s dostatečnou přesností vyjádřit:

$$u_C = U_d + e^{-\alpha t} [\omega L (I_{L0} - I_z) \cdot \sin \omega t - U_d \cos \omega t] \quad (2.3)$$

$$i_L = I_z + e^{-\alpha t} \left[\frac{U_d}{\omega L} \cdot \sin \omega t + (I_{L0} - I_z) \cdot \cos \omega t \right] \quad (2.4)$$

Pro udržení kmitů je zapotřebí zajistit nárůst proudu rezonanční cívky na hodnotu I_{L0} v intervalu T_l , která je o hodnotu I_m větší než střední hodnota proudu zátěže I_z . Tím je zajištěno krytí ztrát rezonančního obvodu a zajištění stability kmitů rezonančního obvodu. Proud, který střídač odeberá,

není v reálných podmínkách ideálně vyhlazen, a tudíž může nastat situace, že při nárůstu I_z v průběhu rezonančního pulsu musí rezonanční obvod krýt tento nárůst proudu zátěže z energie odpovídající proudu rezonanční cívky na konci intervalu T_1 .

Jak vyplývá z průběhu na obr. 2.2 b), přepínání spínacích kombinací v můstku $S_1 - S_4$ musí být synchronizováno s okamžiky nulového napětí rezonančních kmitů meziobvodu.

Po intervalu T_1 , v němž dochází ke zvýšení energie rezonanční cívky na mez potřebnou k udržení netlumených kmitů LC meziobvodu dojde k rozepnutí spínačů, které v následujícím intervalu nemají vést, dochází tedy k přepnutí spínací kombinace při nulovém napětí. Výstupní napětí střídače tak tvoří rezonanční napěťové pulzy zhruba s dvojnásobnou amplitudou vzhledem k napájecímu napětí U_d a periodicky se měnící polaritou.

Protože koncepce měniče s rezonančním meziobvodem neobsahuje jiné polovodičové spínače, na nichž by mohly vznikat ztráty a k přepínání kombinací dochází při nulovém napětí na spínačích, lze je považovat teoreticky za nejúčinnější a také nejlevnější. [15]

Uvedené schéma bylo namodelováno v prostředí OrCAD PSpice, což je uvedeno v následující kapitole.

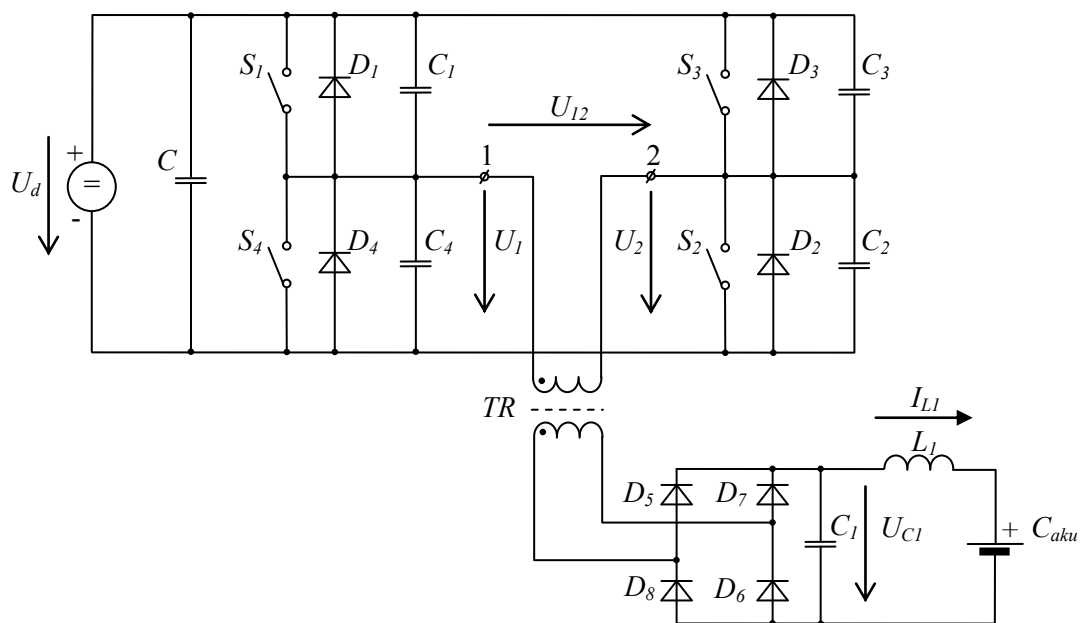
2.2 Střídač s odlehčovacími kondenzátory

Střídače s odlehčovacími kondenzátory patří do podskupiny kvazirezonančních měničů, u nichž je rezonanční děj využíván pouze při přepínání spínacích kombinací. Základní výhodou těchto zapojení je možnost samostatného přepínání v každé větvi můstku, tzn. ve srovnání se střídačem s rezonančním meziobvodem nedochází k problémům s aplikací metod modulace a lze použít standardní metody pulsně-širokové modulace výstupního napětí.

Obecně nevýhoda této koncepce spočívá jak ve velkém počtu součástek pomocných pólů, tak ve složitém řízení rezonančních dějů a jejich synchronizaci s řízením měniče. Problémy řízení v současnosti ustupují při použití výkonné řídicí techniky s využitím signálových procesorů.

V případě jednofázového střídače pro fotovoltaické aplikace však dochází k periodickému přepínání dvou větví, takže celý proces bezztrátové komutace lze uskutečnit bez pomocných rezonančních pólů, pouze s využitím přebíjení odlehčovacích kondenzátorů proudem zátěže. [15]

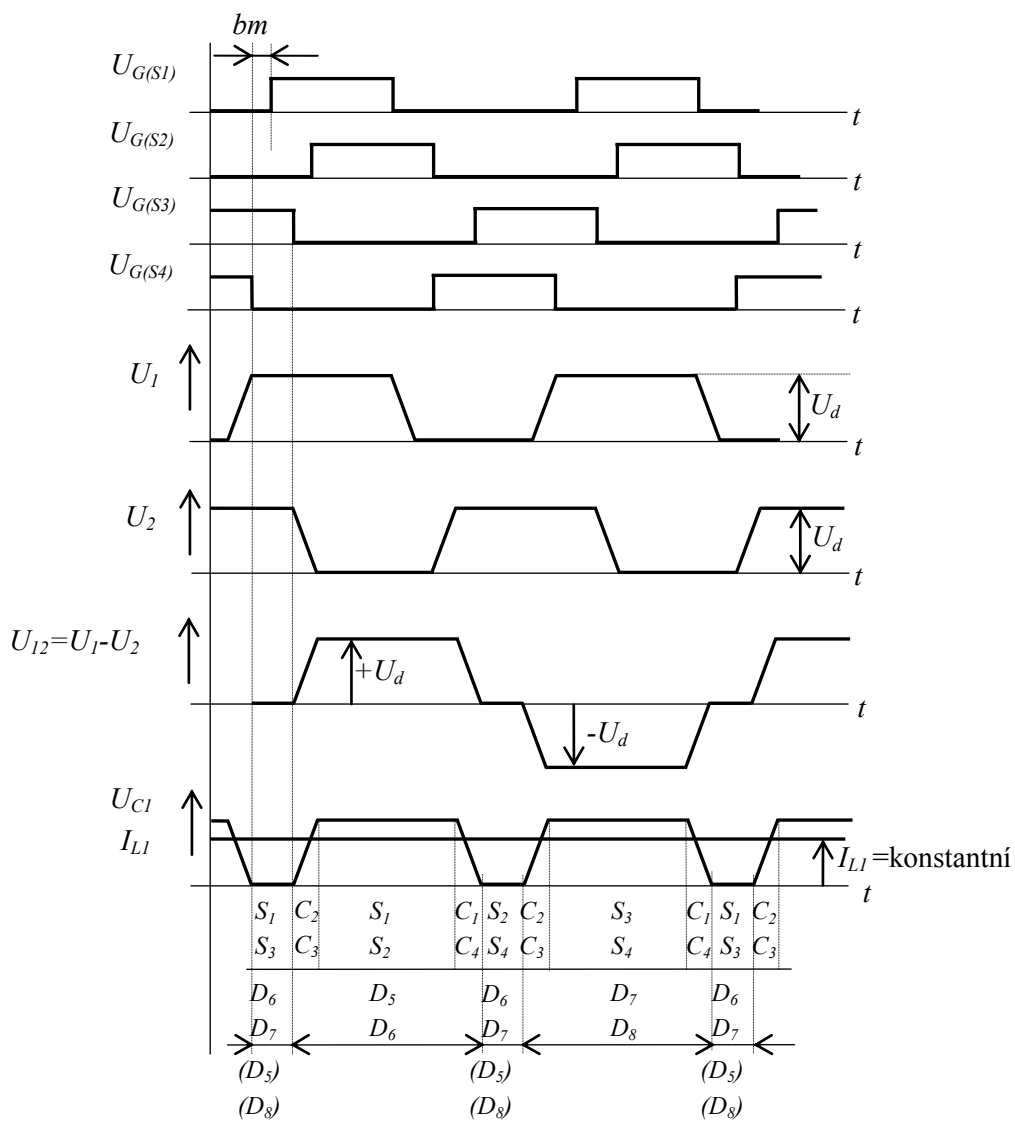
Schéma zapojení střídače vyplývá z obrázku 2.3. Koncepčně je schéma stejné jako v předchozí kapitole. Střídačový můstek $S_1 - S_4$ s nulovými diodami $D_1 - D_4$ je však napájen konstantním napětím zdroje U_d , který je doplněn paralelním filtračním kondenzátorem C . Střídačový můstek je však doplněn odlehčovacími kondenzátory $C_1 - C_4$, které přebírají proud zátěže v okamžicích komutace, tedy změny spínací kombinace v dané větvi. Předpokladem správné činnosti proto je, aby v každé větvi byl proud z rozpínajícího se spínače převeden na jeho inverzní spínač, který po ukončení tohoto procesu zůstane sepnutý. Řídicí impulzy spínačů v jedné větvi tak musí být v negaci. Toto zjednodušení proto vyžaduje řízení střídače tak, že je širokové řízení výstupních pulzů střídače prováděno časovým zpožděním mezi spínáním v jednotlivých větvích, viz. časové průběhy na obrázku 2.4. [15]



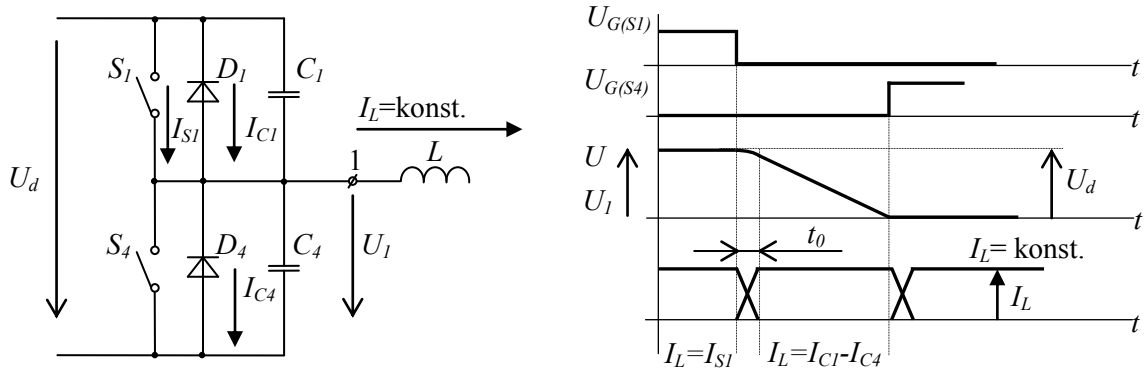
Obr. 2.3 Střídač s odlehčovacími kondenzátory

Pokud je proud zátěže kladný, (obr. 2.4) je při přepínání proud zátěže natolik velký, že přebije odlehčovací kondenzátory dané větve dostatečně rychle. Tento přebíjecí interval je přitom ale dostatečný pro bezetrátovou komutaci při vypnutí spínače na konci vodivostního intervalu a sepnutí spínače na začátku následujícího vodivostního intervalu. Má-li např. dojít k přepnutí z S_1 na S_4 , ihned po vypnutí S_1 se odlehčovací kondenzátory C_1 a C_4 přebíjejí proudem zátěže. Po poklesu napětí na C_4 k nule lze sepnout S_4 , okamžik přivedení řídicího impulsu na tranzistor S_4 však není kritický, protože proud zátěže obvykle nejdříve přechází na zpětnou diodu D_4 . Obvykle postačuje aplikace běžné bezpečnostní prodlevy mezi spínáním spínačů v jedné větvi.

Za předpokladu použití ideálního transformátoru TR může i konfigurace výstupního obvodu zůstat stejná, jako u střídače s rezonančním meziobvodem. Časové průběhy veličin jsou zobrazeny na obrázku 2.4.



Obr. 2.4 Idealizované průběhy napětí a proudu střídače s odlehčovacími kondenzátory



Obr. 2.5 Detail idealizovaného průběhu napětí a proudu při komutaci střídače s odlehčovacími kondenzátory

Také v tomto případě jsou spínací a vypínací ztráty značně redukovány jak na straně střídače, tak na straně diodového usměrňovače.

Uvedené schéma je typické pro nepřímou dvoustupňovou komutaci, kdy je mezi vedení spínačů vložen interval vedení kondenzátorů. Všechny tyto intervaly jsou spojeny komutací proudu mezi spínači a kondenzátory. [20]

Pro uzel „1“ platí:

$$I_L = I_{C1} - I_{C4} \quad (2.5)$$

Výsledná kapacita připojená do uzlu „1“:

$$C = C_1 + C_2 \quad (2.6)$$

Protože předpokládáme, že zdroj U_d představuje velký náboj, který se přebíjením malých kapacit C_1 , C_4 významně nezmění, tudíž pro dynamické děje jej můžeme považovat za zkrat.

Napětí na kondenzátoru se bude měnit:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i_C(t) dt + U_C(t_0) \quad (2.7)$$

kde $U_C(t_0)$ je počáteční napětí přebíjení, tedy $U_C(t_0) = U_1(t_0)$.

Jestliže $i_C(t) = I_L = \text{konstantní}$, bude platit:

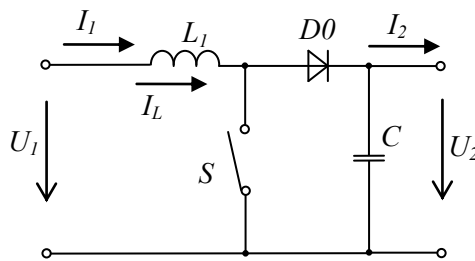
$$U_C(t) = U_1(t_0) - \frac{I_L}{C} \cdot t \quad (2.8)$$

2.3 DC/DC měnič pro zvyšování napětí

Obě předchozí varianty sice splňovaly podmínky stanovené zadáním a zcela určitě mohou mít i širokou využitelnost v oblasti větších výkonů. Schémata se však vyznačují poměrně velkým počtem součástek, které zřejmě budou při dvojí přeměně energie DC/AC/DC generovat i poměrně velké statické ztráty.

Bylo tedy rozhodnuto prověřit možnost pouhého DC/DC měniče v první řadě bez galvanického oddělení, který by umožňoval s minimem součástek dosáhnout relativně vyhovujících výkonových parametrů. Vzhledem k předchozímu bylo rozhodnuto zaměřit se na pulzní měnič pro zvyšování napětí.

Zapojení měniče pro zvyšování napětí je uvedeno na obrázku 2.6 a jeho idealizované časové průběhy na obr. 2.7



Obr. 2.6 Principiální schéma měniče pro zvyšování napětí

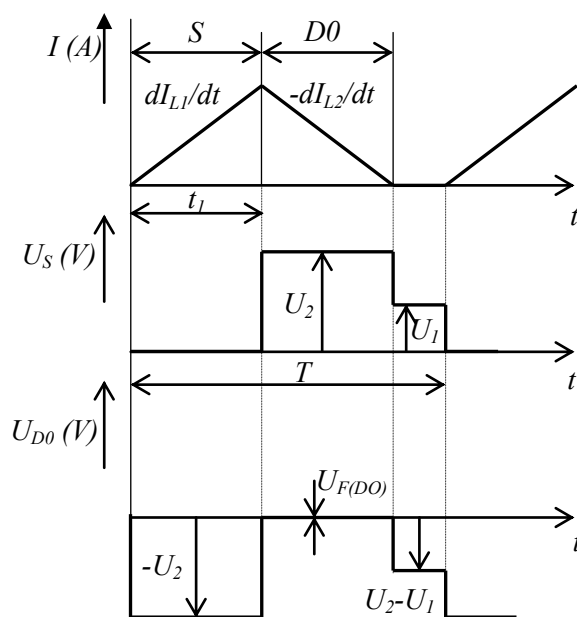
Interval t_1 probíhá, když je sepnut spínač S . Proud se uzavírá vstupním obvodem přes indukčnost L_1 z napěťového zdroje U_1 . V magnetickém poli cívky dochází k nárůstu energie, jejíž velikost je úměrná druhé mocnině procházejícího proudu. Za dobu t_1 ($dt = t_1$) tento proud naroste z nulové hodnoty na hodnotu, viz rovnice níže:

$$dI_{L1} = U_1 \cdot \frac{t_1}{L_1} \quad (2.9)$$

V dalším intervalu dojde k rozepnutí spínače S a proud komutuje na diodu $D0$, která jej nyní vede do výstupního obvodu. Na cívce se indukuje právě takové napětí, aby udrželo diodu ve vodivosti a tím bylo zajištěno odevzdávání energie cívky do výstupního obvodu. Toto napětí je úměrné strmosti poklesu proudu dI_{L2} , v intervalu ($dt=t_2$) a indukčnosti L_1 .

$$U_{ind} = U_2 - U_1 = -L_1 \cdot \frac{dI_{L2}}{t_2} \quad (2.10)$$

Napětí U_{ind} se sčítá s napětím zdroje U_1 a kondenzátor C_2 je nabíjen na výsledné napětí U_2 . Výstupní napětí musí být vždy vyšší než vstupní, jinak by dioda $D0$ zůstala trvale ve vedení.



Obr. 2.7 Průběhy veličin zvyšujícího měniče

Velikost výstupního proudu, resp. strmost jeho poklesu je určena napětíovými poměry vstupního a výstupního zdroje. (viz. rov. (2.10)). Indukčnost L_1 se v tomto intervalu chová jako zdroj proudu, který, pokud má v sobě naakumulovanou energii indukčnosti, přidržuje diodu ve vedení a udržuje tak vedení energie ze vstupní strany (fotovoltaický zdroj) na stranu výstupního zdroje (výstupní akumulátor). Protože velikost výstupního napětí U_2 je určována akumulátorem, není potřebná stabilizace výstupního napětí, jak je obvykle požadováno u spínaných zdrojů. Velikost přenášené energie je prováděna šířkovou modulací doby sepnutí spínače (spínacího spínače). Nevýhodou této koncepce je, že se používá jen pro malé výkony, je nutná velmi dobrá kvalita provedení cívky, přičemž zapojení neposkytuje galvanické oddělení vstupní a výstupní části. Nevýhodou také je, že sycení jádra je přímo úměrné velikosti přenášeného výkonu.

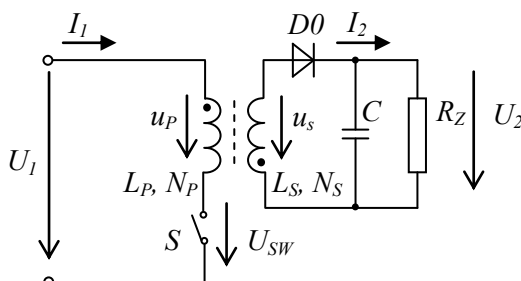
Tyto nevýhody lze potlačit modulárním řazením více jednotek s menším výkonem, které mají přesazené řízení. Zvýšení výkonu jednotlivých modulů lze také docílit zvýšením spínaného kmitočtu. Pro galvanické oddělení bude prověřena možnost využití impulzního transformátoru s vysokým činitelem vazby. Na využití těchto alternativ bude mj. zaměřeno řešení této práce.

2.3.1 Jednočinný blokující měnič v režimu spojitého proudu

Jednočinný blokující měnič vychází svou koncepcí z měniče pro zvyšování napětí. Akumulační cívka je pokud možno dokonale magneticky vázaná se sekundárním vinutím. Tomu odpovídající zapojení měniče z obr. 2.8 se proto někdy označuje jako akumulující.

Proud primárního vinutí narůstá po otevření spínače S a v magnetickém poli transformátoru se hromadí energie. Polarita napětí se v primárním vinutí obrátí po ukončení průchodu proudu spínačem S . Jelikož je primární obvod rozpojen, proud teče přes diodu D sekundárním vinutím.

Dioda D je do zátěže polarizována propustně. Přenos energie je nepřímý. Z důvodu zachování polarit výstupního napětí je změněn začátek a konec vinutí, proto na primární a sekundární straně má vinutí opačný smysl.



Obr. 2.8 Schéma zapojení jednočinného blokujícího měniče

Tímto způsobem jsou zapojeny nejjednodušší spínané zdroje pro malé výkony. Nevýhodou takového zapojení je poněkud větší zvlnění výstupního napětí, jelikož proud primárního vinutí v době sepnutí spínače S je do zátěže dodáván pouze z filtračních kondenzátorů. Stabilizace výstupního napětí je prováděna šířkovou modulací doby sepnutí spínače.

K výhodám zapojení patří, že:

- není zapotřebí výstupní tlumivka, neboť její funkci zastává transformátor,
- z malého vstupního napětí je snadná realizace velkého výstupního napětí,
- není třeba velký převodový poměr transformátoru při vysokém výstupním napětí.

Nevýhodou je, že:

- zapojení se používá jen pro malé výkony,
- je nutná velmi dobrá vazba mezi vinutími, neboť rozptylová indukčnost způsobuje přepětí na spínači,
- syčení jádra transformátoru je přímo úměrné velikosti odebíraného proudu.

Jak potlačit uvedené nevýhody již bylo zmíněno v závěru kapitoly 2.3.

Na výstup přenáší transformátor napětí obou polarit a zároveň galvanicky odděluje výstup od vstupu. Pracuje však vždy jen jedno jeho vinutí. Tento předpoklad umožňuje z řešení vyloučit transformátor, a řešení provádět v jednotlivých taktách buď pro primární, nebo sekundární cívku.

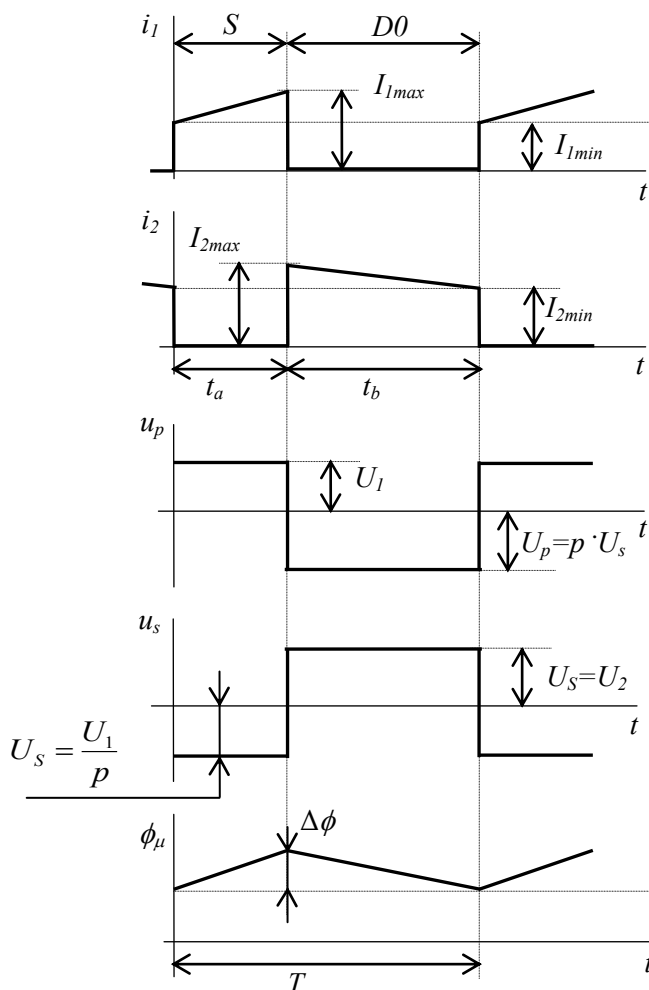
Popis funkce a rozbor činnosti lze provést následně.

Dále je vhodné uvažovat, že se na přenosu energie transformátorem podílí jen časově proměnná složka proudu, takže všechny děje lze superponovat k minimální hodnotě proudu dané cívky I_{1min} , resp. I_{2min} . Tyto proudy I_{1min} , I_{2min} lze pro zjednodušení odvozování uvažovat jako nulové.

Transformátor je popsán převodem

$$p = \frac{U_P}{U_S} = \frac{N_P}{N_S} \quad (2.11)$$

Pro zjednodušení je vhodné dále uvažovat $p = 1$.



Obr. 2.9 Průběhy veličin blokujícího měniče v režimu spojitého proudu

Poměrná doba vedení aktivního spínače je označena jako

$$\delta = \frac{t_a}{t_b} \quad (2.12)$$

přičemž symbolem δ_{\max} je označena maximální poměrná doba vedení spínače, při níž je vyrovnaná energetická bilance transformátoru (tzn. energie magnetizace se rovná energii demagnetizace).

V prvním taktu je po dobu t_a sepnut spínač S a prostřednictvím proudu primární cívky dochází ke zvyšování magnetizační energie jádra transformátoru.

Zjednodušeně lze poměry v primárním a sekundárním vinutí vyjádřit těmito vztahy:

$$U_1 = L_p \cdot \frac{I_{1\max} - I_{1\min}}{t_a} = \frac{I_{1\max}}{\delta_{\max} \cdot T} \quad (2.13)$$

$$U_2 = L_S \cdot \frac{I_{2\max} - I_{2\min}}{t_b} = \frac{I_{2\max}}{(1 - \delta_{\max}) \cdot T} \quad (2.14)$$

Velikosti indukčností cívek lze vyjádřit vztahy:

$$L_P = A_L \cdot N_P^2 \quad (2.15)$$

$$L_S = A_L \cdot N_S^2 \quad (2.16)$$

kde A_L je konstrukční konstanta jádra, na kterém je transformátor realizován.

Energie akumulovaná na konci doby t_a v primárním vinutí je rovna energii v sekundárním vinutí na začátku doby t_b :

$$W = 0,5 \cdot L_P \cdot I_{1\max}^2 = 0,5 \cdot L_S \cdot I_{2\max}^2 \quad (2.17)$$

Po úpravě dostaneme:

$$W = L_P \cdot I_{1\max}^2 = L_S \cdot I_{2\max}^2 \quad (2.18)$$

Dosazením ze vztahu (2.13) a (2.14) lze získat:

$$U_{1\min} \cdot \delta_{\max} \cdot T \cdot I_{1\max} = U_2 \cdot (1 - \delta_{\max}) \cdot T \cdot I_{2\max} \quad (2.19)$$

Výkon na výstupu se rovná:

$$P = U_2 \cdot (1 - \delta_{\max}) \cdot \frac{I_{2\max}}{2} \quad (2.20)$$

Po úpravě:

$$I_{2\max} = \frac{2 \cdot P}{U_2 \cdot (1 - \delta_{\max})} \quad (2.21)$$

Dosazením do vztahu (2.19) lze dostat:

$$U_1 \cdot \delta_{\max} \cdot T \cdot I_{1\max} = U_2 \cdot (1 - \delta_{\max}) \cdot T \cdot \frac{2 \cdot P}{U_2 \cdot (1 - \delta_{\max})} \quad (2.22)$$

Uvedené vztahy dále využijeme pro základní dimenzování prvků blokujícího měniče.

Magnetické napětí v obvodu je dáno vzorcem:

$$H_{\max} \cdot L_e = N_P \cdot I_{1\max} \quad (2.23)$$

kde L_e je tzv. ekvivalentní indukčnost cívky na daném typu a materiálu jádra. Zjistíme ji z katalogu magnetických jader.

Pro určení skutečné primární indukčnosti dosadíme do rovnice (2.15) a dostaneme vztah:

$$L_P = A_L \cdot \left(\frac{H_{\max} \cdot L_e}{I_{1\max}} \right)^2 \quad (2.24)$$

Do předchozího vzorce dosadíme $I_{1\max}$ ze vzorce (2.21) a dostaneme vztah:

$$L_P = A_L \cdot \left(\frac{\delta_{\max} \cdot U_{1\min} \cdot H_{\max} \cdot L_e}{2 \cdot P} \right)^2 \quad (2.25)$$

Po srovnání se vztahem (2.13) vyjde:

$$A_L \cdot \left(\frac{H_{\max} \cdot L_e}{I_{1\max}} \right) = \left(\frac{\delta_{\max} \cdot U_{1\min} \cdot T}{I_{1\max}} \right) \quad (2.26)$$

Po úpravě a dosazení z (2.21) dostaneme:

$$T = A_L \cdot \frac{(H_{\max} \cdot L_e)^2}{2 \cdot P} \quad (2.27)$$

Minimální kmitočet měniče se vyjádří vztahem pro daný typ jádra:

$$f_{\min} = \frac{2 \cdot P}{A_L \cdot (H_{\max} \cdot L_e)^2} \quad (2.28)$$

Maximální proud sekundárním vinutím:

$$I_{1\max} = \frac{2 \cdot P}{\delta_{\max} \cdot U_{1\min}} \quad (2.29)$$

Počet závitů v primárním vinutí se vypočte:

$$N_P = \frac{H_{\max} \cdot L_e}{I_{1\max}} \quad (2.30)$$

Počet závitů v sekundárním vinutí se vypočte:

$$N_S = \frac{H_{\max} \cdot L_e}{I_{2\max}} \quad (2.31)$$

Sekundární napětí přepočtené na primární stranu transformátoru:

$$U_P' = \frac{N_P}{N_S} \cdot U_2 \quad (2.32)$$

Minimální potřebné závěrné napětí diody $D0$:

$$U_{RRM} = \frac{N_S}{N_P} \cdot U_{1\max} + U_2 \quad (2.33)$$

Minimální hodnota opakovatelného závěrného napětí primárního spínače:

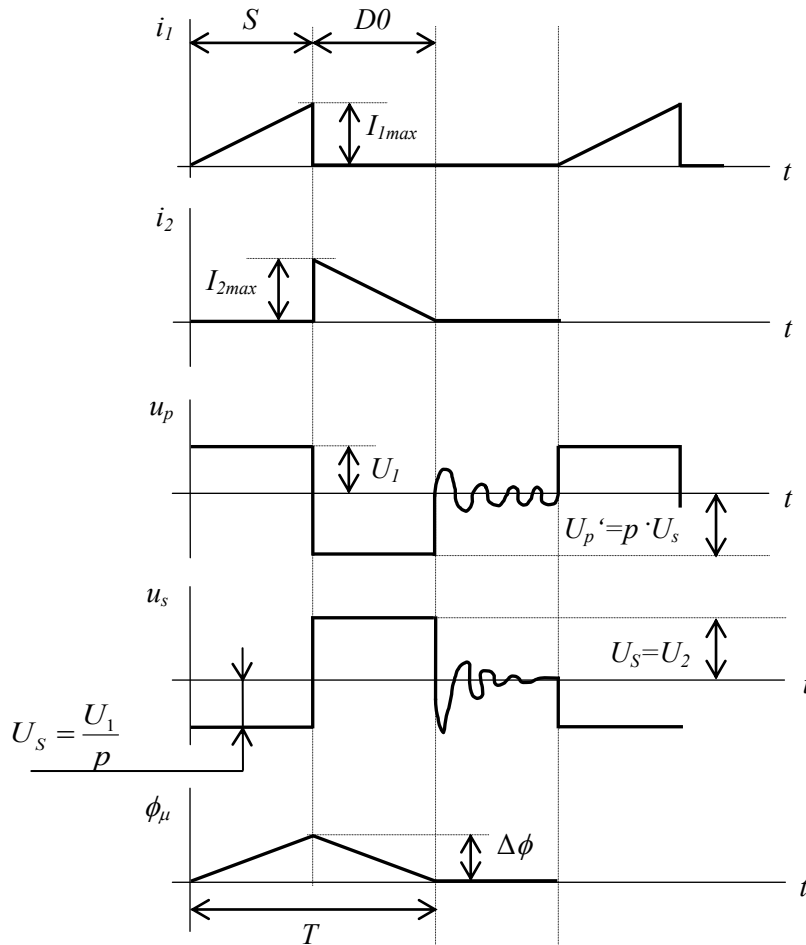
$$U_{RR(SW)} = U_{1\max} + U_P' \quad (2.34)$$

V analyzovaném schématu blokujícího měniče pracujícího v režimu spojitého proudu byly sice jednoznačně definovány parametry při komutaci, ztráty však zásadním způsobem zvyšuje proud $I_{1\min}$, $I_{2\min}$, který podle daného vodivostního intervalu střídavě protéká primárním, nebo sekundárním vinutím. Eliminací tohoto proudu pokud možno na nulovou hodnotu vzniká předpoklad snížení spínacích ztrát. Měnič však musí pracovat v režimu přerušovaného proudu.

2.3.2 Jednočinný blokující měnič v režimu přerušovaného proudu

Schéma zapojení blokujícího měniče zůstává stejné jako obr. 2.8 v předchozí kapitole. Rozdíl spočívá ve využití režimu přerušovaného proudu při přenosu energie. V tomto režimu se dá očekávat snížení ztrát měniče, neboť dojde pouze ke komutaci proudu ze spínače na diodu při proudu $I_{1\max}$, avšak ke komutaci na konci intervalu nedojde, protože proud po vybití magnetizační

energie do zátěže samovolně zanikne a dioda $D0$ se dostane do závěrného stavu. Časové průběhy jsou zobrazeny na obr. 2.10.



Obr. 2.10 Časové průběhy veličin blokujícího měniče v režimu přerušovaných proudů

Režim přerušovaného proudu je obvykle považován za problémový vzhledem k nejednoznačným procesům při zániku proudu zátěží, což je spojeno s nahodilými kmity po zániku proudu. Tyto procesy jsou ovlivněny jak samotnou zátěží, vlastnostmi součástek, ale i parazitními konstrukčními vlastnostmi samotného měniče.

Vzhledem k tomu, že v předchozí kapitole byla přijata zjednodušení spojená s nulovou počáteční hodnotou magnetizačního proudu I_{min} , není třeba provádět rozbor činnosti znovu, neboť vztahy z předchozí kapitoly zůstávají v platnosti. Vliv přerušovaného proudu pouze změní dimenzování spínacího prvku s ohledem na menší střední hodnotu proudu spínačem a eliminace komutačního procesu z diody zpět na spínač a dále jeho napěťové dimenzování.

3. Modelování

Tato kapitola si klade za cíl ověřit základní funkčnost analyzovaných schémat metodami numerického modelování a na základě dosažených výsledků vybrat nejvhodnější řešení pro konstrukční návrh. V prostředí programu OrCad PSpice 16 byly vytvořeny tři simulační numerické modely měničů pro spolupráci FVP s akumulací zátěží. Cílem modelování je ověřit principiální funkčnost jednotlivých řešení v rozmezí možných provozních parametrů jak fotovoltaických panelů, tak akumulátoru na výstupní straně měniče. Vzhledem k tomu, že dosažitelné parametry různých typů a technologií jak fotovoltaických panelů, tak akumulátorů se liší, jsou následně zadané parametry stanoveny jako průměrné, nebo obvyklé hodnoty.

Proto bylo rozhodnuto namodelovat tyto kombinace vstupního a výstupního napětí.

1. Stav jmenovitého vstupního napětí fotovoltaiky a jmenovitého napětí akumulátoru

$$U_1 = 550 \text{ V}, U_2 = 750 \text{ V}$$

2. Stav maximálního vstupního napětí fotovoltaiky a jmenovitého napětí akumulátoru

$$U_1 = 700 \text{ V}, U_2 = 750 \text{ V}$$

3. Stav minimálního vstupního napětí fotovoltaiky a maximálního napětí akumulátoru

$$U_1 = 400 \text{ V}, U_2 = 850 \text{ V}$$

Na základě modelování je očekáván základní výsledek, jestli je daný typ měniče pro danou aplikaci použitelný, příp. s jakými výhodami, nebo nedostatky. Výsledkem má být doporučení, která z uvedených koncepcí by mohla být nejvhodnější.

Vzhledem k časové náročnosti výpočtů a omezené dostupnosti modelů reálných součástek byly všechny modely vytvořeny s využitím ideálních bloků a modelů z knihovny ANALOG, BREAKOUT, SOURCE a SPECIAL. Z takto zjednodušeně modelovaných koncepcí měničů bude následně vybrána ta nejvhodnější a její model bude zdokonalen modely reálných součástek z knihovny DIODE a knihovny CoolMOS_standard_PSpice. Následně bude provedena simulace chování vybraného měniče.

Pro lepší přehlednost průběhů při posuzování výsledků o chování daného měniče v ustáleném stavu budou v následujících kapitolách zobrazované jen časové úseky s několika periodami před koncem simulace. Simulační výpočet je však prováděn od počátku časové osy. ($t = 0$)

Jednotlivá řešení numerických modelů jsou zpracována v následujících podkapitolách.

3.1 Model střídače s rezonančním meziobvodem

Jako schéma zapojení pro tvorbu numerického modelu bylo použito schéma z obr. 2.1. Toto schéma bylo doplněno zdroji hradlových impulzů pro jednotlivé spínače. Na místě řízeného spínače je využitý ideální spínač řízený napětím. Ostatní obvody byly nahrazeny ideálními komponenty, jako např. napájení střídače zajišťují ideální zdroje napětí doplněné sériovým odporem (R_8 v případě zdroje V_2), transformátor je řešen pomocí dvou ideálních cívek vázaných ideální bezrozptylovou vazbou s činitelem vazby rovným jedné.

Ve schématu jsou ke všem spínačům střídače paralelně připojeny omezovací RC členy, které by z principu ve schématu z ideálních součástek být nemusely, avšak jejich použitím se podstatně snížilo množství konvergenčních chyb při simulačních výpočtech.

Na obrázku 3.1 je zobrazeno schéma modelu střídače s rezonančním meziobvodem. Napájení z fotovoltaického panelu představuje zdroj V_2 s vnitřním odporem R_8 . Aby nebyl fotovoltaický panel namáhán střídavým proudem rezonančního obvodu, je na vstupu měniče zapojen filtrační kondenzátor velké hodnoty C_{12} . Primární měnič tvoří jednofázový střídač, který se skládá ze čtyř vypínatelných součástek (S_1, S_2, S_3, S_4), čtyř usměrňovacích diod (D_1, D_2, D_3, D_4) a rezonančního meziobvodu tvořeného indukčností L_2 a rezonanční kapacitou C_7 . Jak již bylo zmíněno, vazbu tvoří ideální bezrozptylový transformátor L_1, L_2 , se sériovými odpory vinutí R_7, R_{10} . Vzhledem k tomu, že teoreticky dosahují rezonanční pulzy meziobvodu v amplitudě dvojnásobné napětí, než je napětí napájecího zdroje V_2 , měl by vyhovovat transformátor s převodem $p = 1,4$.

Převod je dán poměry dle následujícího vztahu:

$$p = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_S}{N_P} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.1)$$

Na sekundární straně zajišťuje usměrnění střídavého napětí z transformátoru dvoupulzní můstkový usměrňovač (D_5, D_6, D_7, D_8), který je na výstupu s ohledem na lepší komutaci ošetřen kondenzátorem malé hodnoty (C_{14}). Výstup usměrňovače napájí výstupní tlumivku L_9 s vyjádřeným reálným odporem R_9 , který je již přímo připojen na obvod akumulátoru V_{12} . Paralelně zapojený kondenzátor k tomuto reálnému akumulátoru má za úkol snížit střídavou složku proudu akumulátoru.

U následujících obrázků patří shodná legenda pro všechny průběhy:

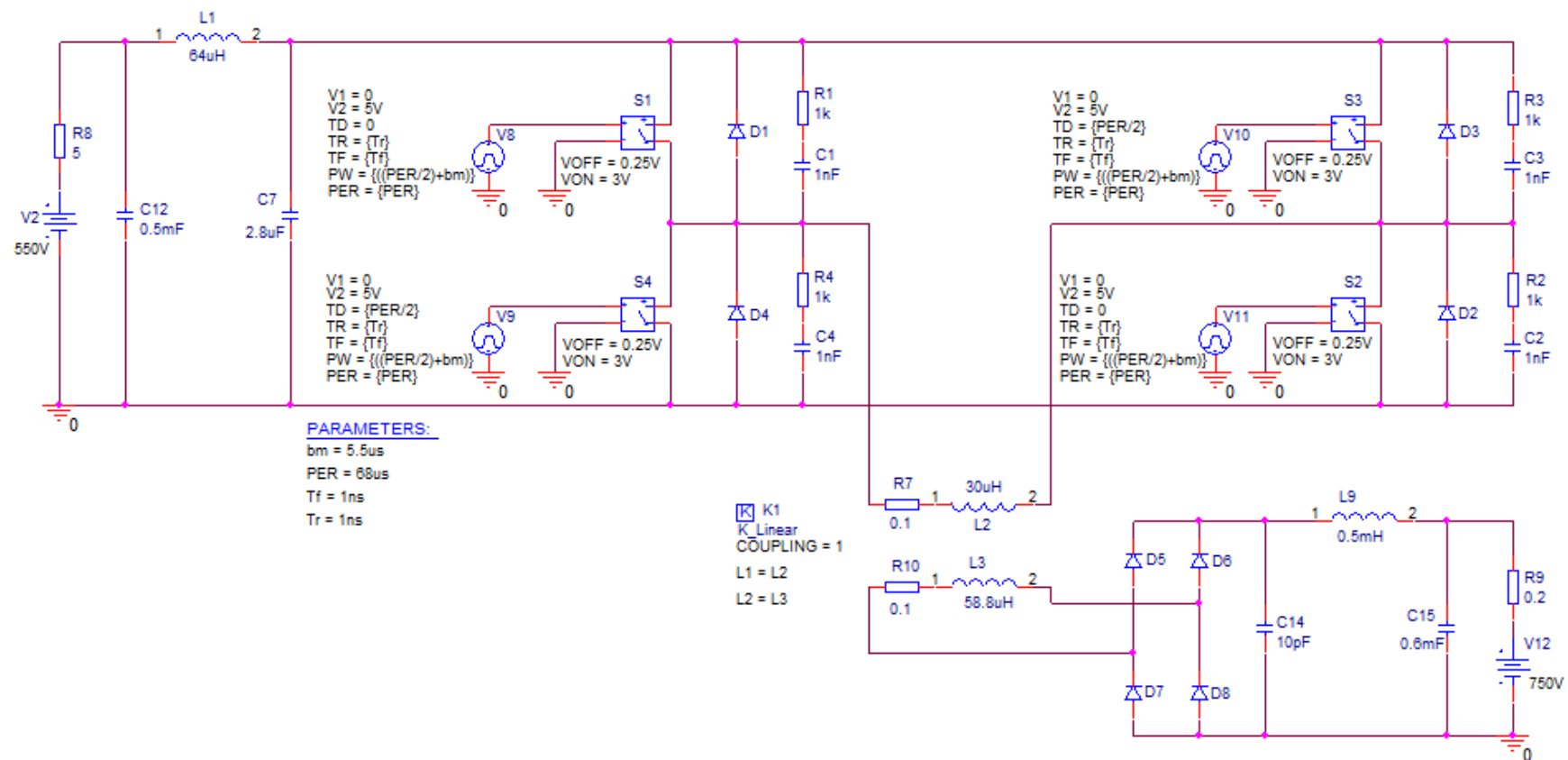
V(S1:1)	Řídicí signál spínače S_1
V(S2:1) ¹	Řídicí signál spínače S_2
V(S3:1)	Řídicí signál spínače S_3
V(S4:1)	Řídicí signál spínače S_4
I(L1) ²	Průběh proudu rezonanční tlumivkou
V(L1:2)	Průběh napětí rezonančním kondenzátorem
V(R7:2, D2:2)	Průběh napětí na výstupu střídače
-I(R7)	Průběh proudu na výstupu střídače
V(7:2, D8:2)	Průběh napětí na vstupu usměrňovače
-I(R10) ³	Průběh proudu na vstupu usměrňovače
V(L9:1)	Průběh napětí usměrňovače
I(D5) ⁴	Průběh proudu diodou D_5 (usměrňovače)
(V(V12:+) * I(V12))	Časový průběh výkonu usměrňovače
AVG(V(V12:+) * I(V12))	Časový průběh střední hodnoty výkonu usměrňovače

¹ Řídicí signál je posunutý pro lepší zobrazení do záporných hodnot, to se týká také zbývajících signálů.

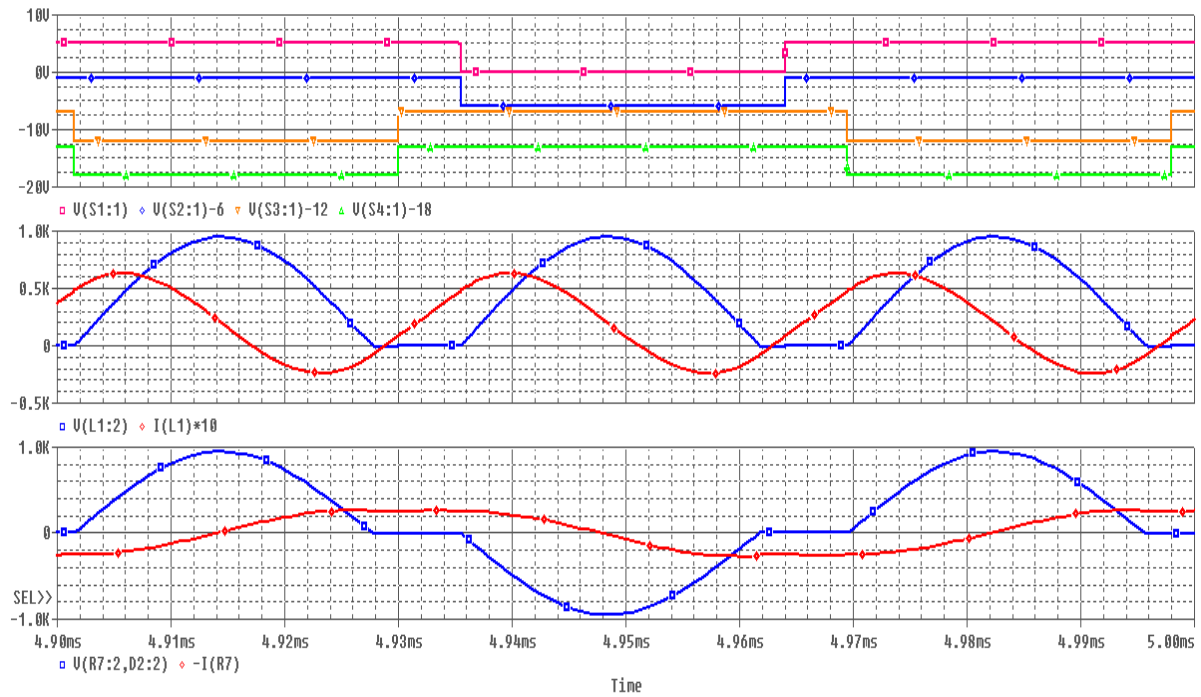
² Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou

³ Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou

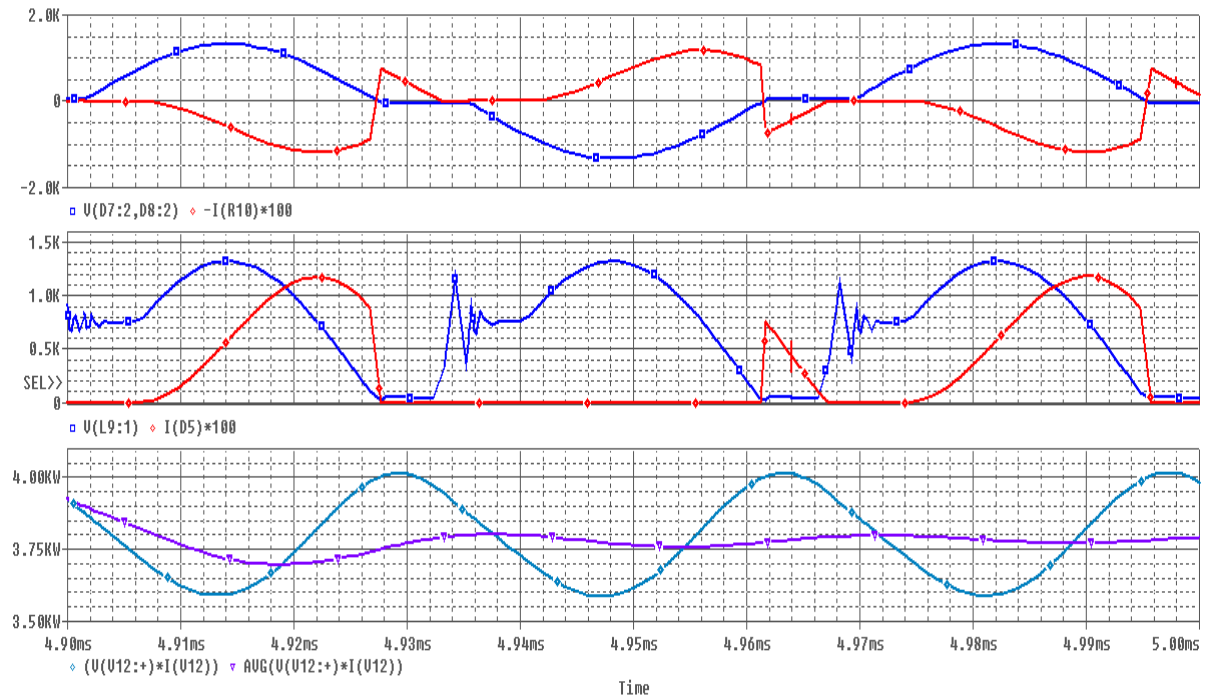
⁴ Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou



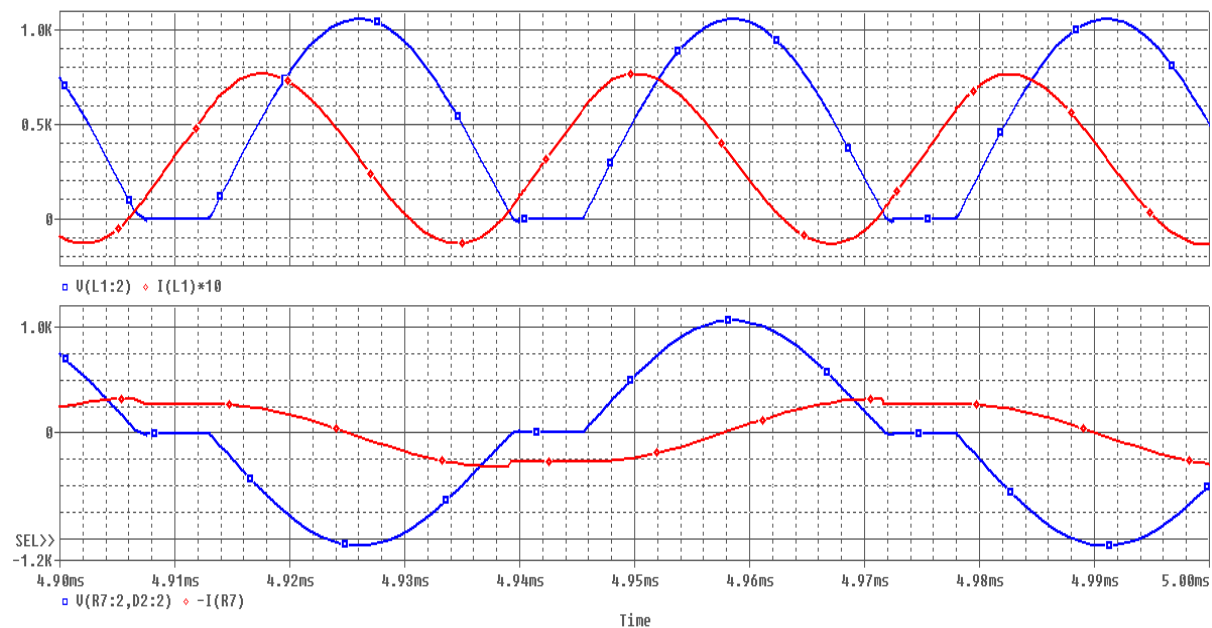
Obr. 3.1 Matematický model střídače s rezonančním meziobvodem vytvořený v prostředí OrCad



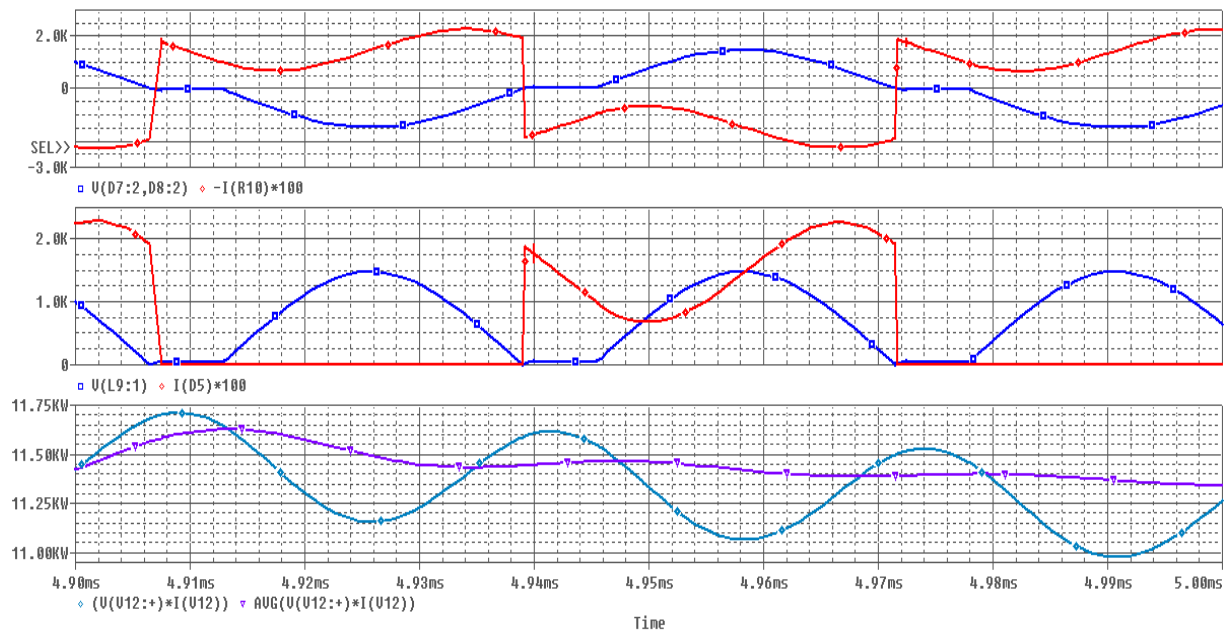
Obr. 3.2 Časové průběhy na straně měniče pro $U_1 = 550 \text{ V}$, $U_2 = 750 \text{ V}$



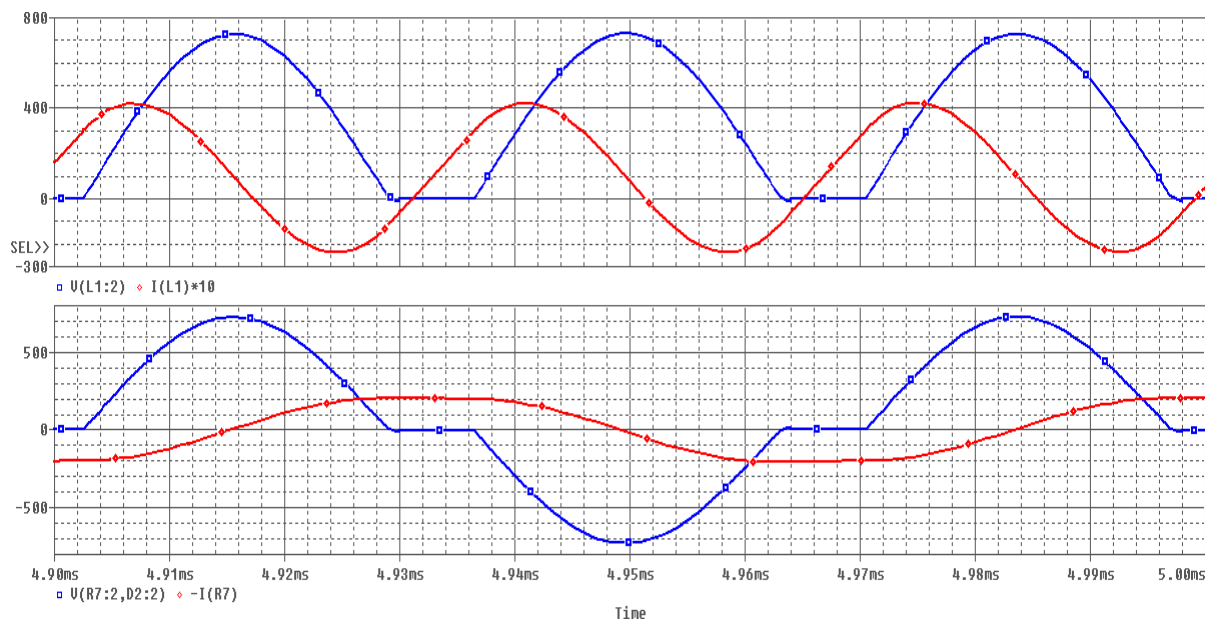
Obr. 3.3 Časové průběhy na straně zátěže pro $U_1 = 550 \text{ V}$, $U_2 = 750 \text{ V}$



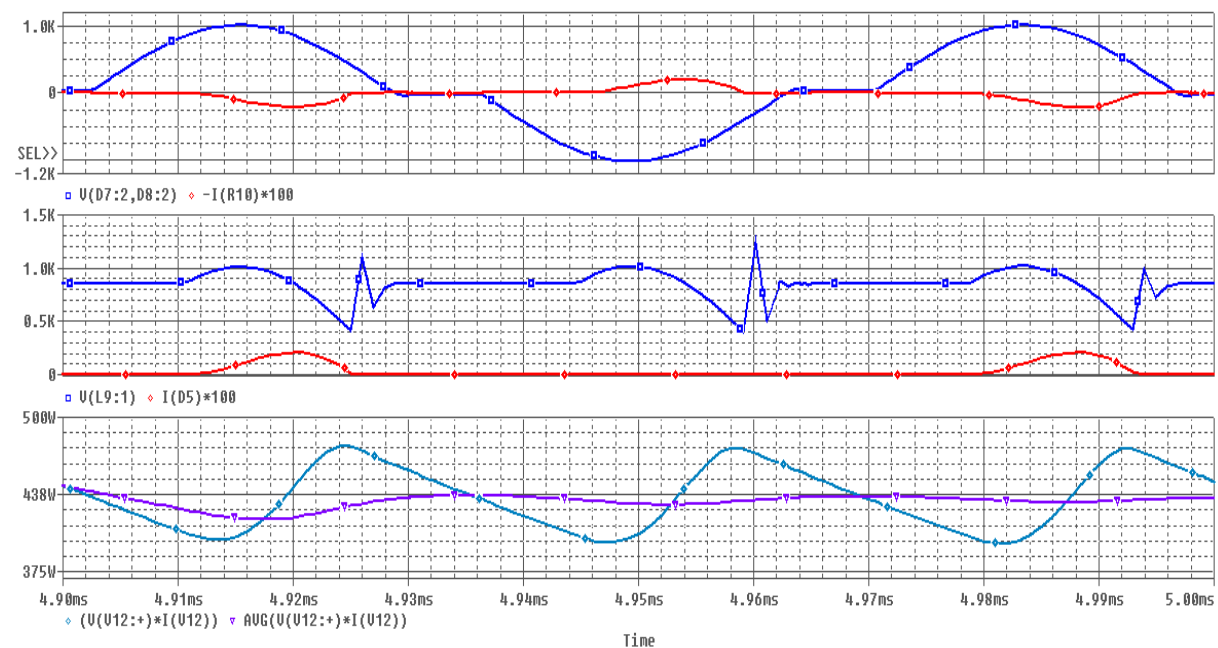
Obr. 3.4 Časové průběhy na straně měniče pro $U_1 = 700 \text{ V}$, $U_2 = 750 \text{ V}$



Obr. 3.5 Časové průběhy na straně zátěže pro $U_1 = 700 \text{ V}$, $U_2 = 750 \text{ V}$



Obr. 3.6 Časové průběhy na straně měniče pro $U_1 = 400 \text{ V}$, $U_2 = 850 \text{ V}$



Obr. 3.7 Časové průběhy na straně zátěže pro $U_1 = 400 \text{ V}$, $U_2 = 850 \text{ V}$

3.2 Model střídače s odlehčovacími kondenzátory

Podobně jako v předchozí kapitole, byly i pro tento měnič využity ideální součástky. Protože se struktura obou měničů v základních rysech nemění, budou následně popsány jen odlišnosti od předchozí kapitoly. Podstatnou odlišnost představuje to, že se u tohoto obvodu nevyskytuje rezonanční meziobvod, avšak spínače jsou doplněny paralelními odlehčovacími kondenzátory C_1, C_2, C_3, C_4 . K odlehčovacím kondenzátorům jsou sériově připojeny odpory R_1, R_2, R_3, R_4 , které zde představují jen jejich malý sériový odpor, případně odpor omezující nabíjecí proud kondenzátorů. Také transformátor je řešen pomocí dvou tlumivek svázaných ideální bezrozptylovou vazbou. V tomto případě však musí být upraven převod transformátoru, neboť při převodu $p = 1$ by výstupní napětí transformátoru nepřesáhlo hodnotu požadovaných napětí výstupního akumulátoru. Lze odhadnout, že výstupní napětí transformátoru by mělo dosahovat alespoň dvojnásobku napětí vstupního napětí. Převod transformátoru vypočteme ze vztahu 3.1.

V našem případě požadujeme převod transformátoru $p = 2,5$ tzn., že poměr indukčností vazebních cívek musí být přibližně šestinásobný. Podobně jako v předchozím případě (kap. 3.1) je na sekundární straně dvojcestný usměrňovač. Perioda a šířka pulsů při modulaci jsou ve zdrojích řídicích impulsů zadávány pro jednoduchost vždy jednotně pomocí parametru pro celý měnič.

Legenda pro následující průběhy:

V(S1:1)	Řídicí signál spínače S_1
V(S2:1) ⁵	Řídicí signál spínače S_2
V(S3:1)	Řídicí signál spínače S_3
V(S4:1)	Řídicí signál spínače S_4
V(D1:1)	Průběh napětí střídače U_1
V(S3:4) ⁶	Průběh napětí střídače U_2
V(D1:1, S3:4)	Průběh napětí na výstupu střídače
-I(R7) ⁷	Průběh proudu na výstupu střídače
V(D5:1, D6:1)	Průběh napětí na vstupu usměrňovače
-I(R11) ⁸	Průběh proudu na vstupu usměrňovače
V(D6:2)	Průběh napětí usměrňovače
I(D5) ⁹	Průběh proudu diodou D_5 (usměrňovače)
V(V12:+) * I(V12)	Časový průběh výkonu usměrňovače
AVG(V(V12:+) * I(V12))	Časový průběh střední hodnoty výkonu usměrňovače

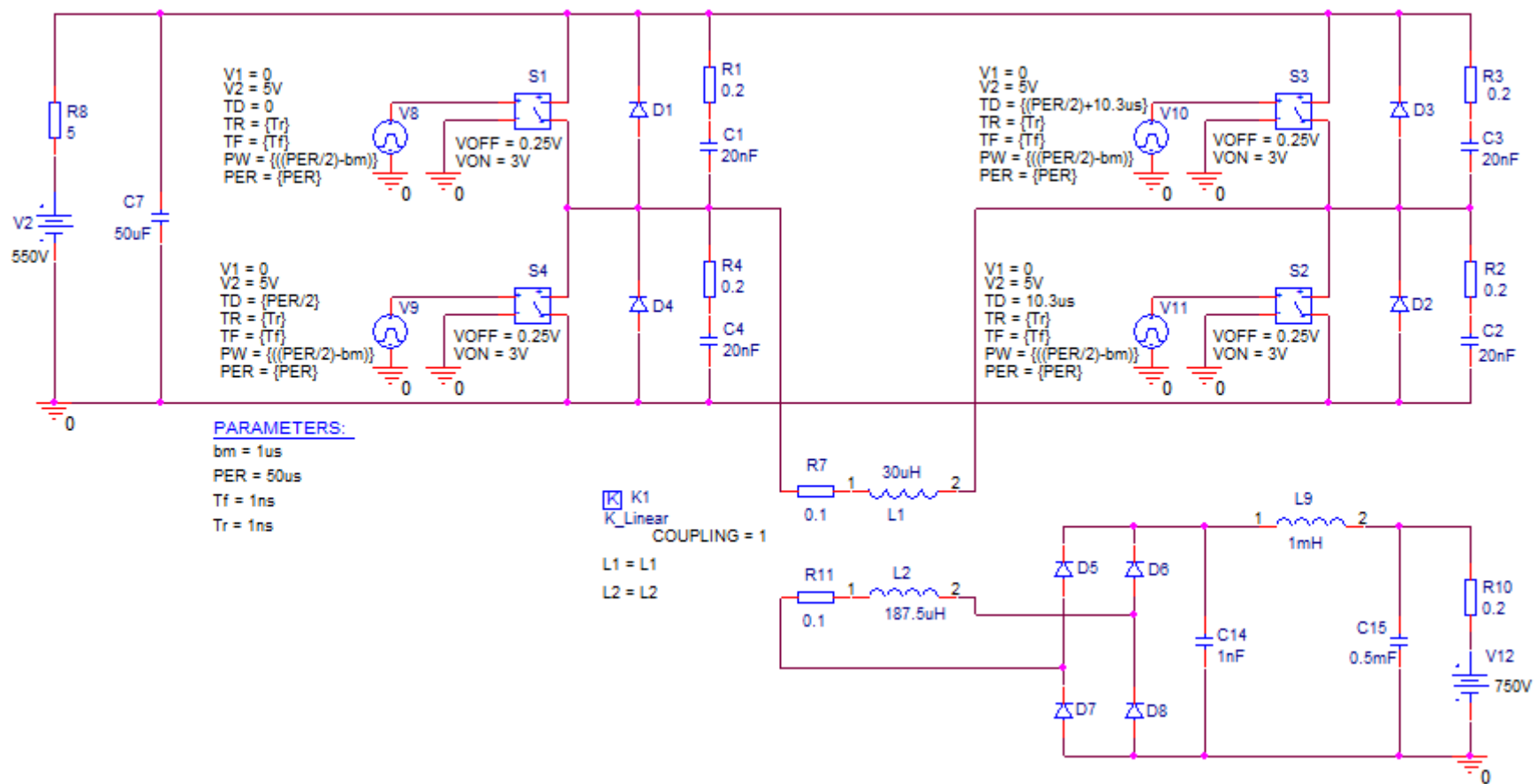
⁵ Řídicí signál je posunutý pro lepší zobrazení do záporných hodnot, to se týká také zbývajících signálů.

⁶ Hodnota napětí je oproti původní hodnotě posunuta do záporných hodnot pro lepší přehlednost

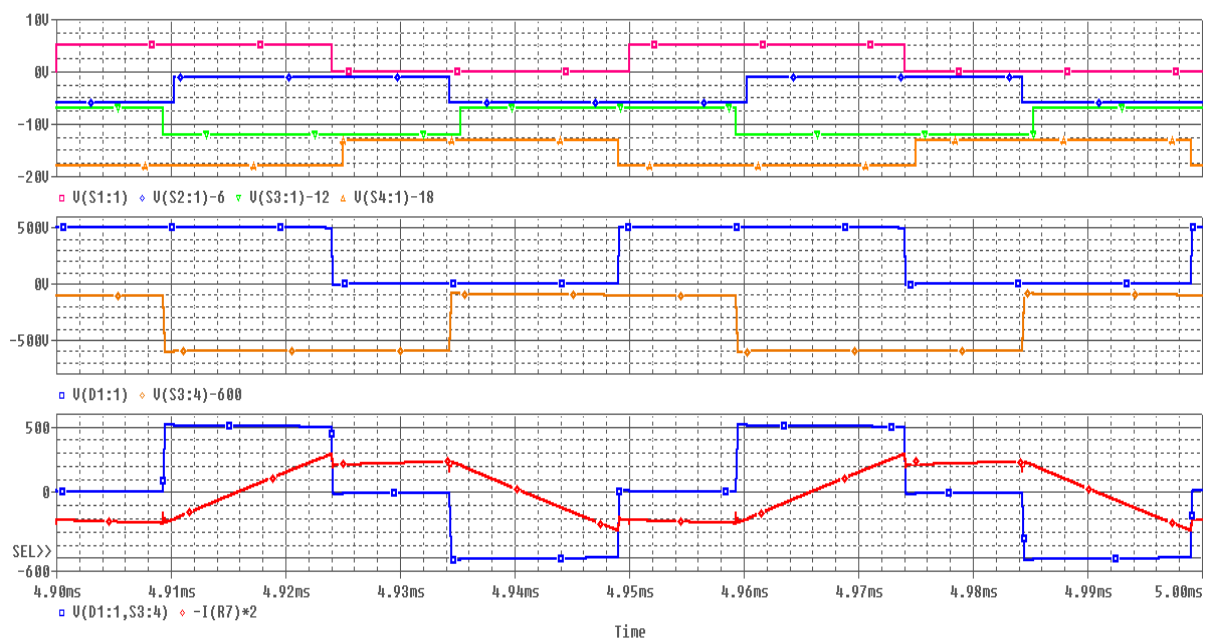
⁷ Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou

⁸ Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou

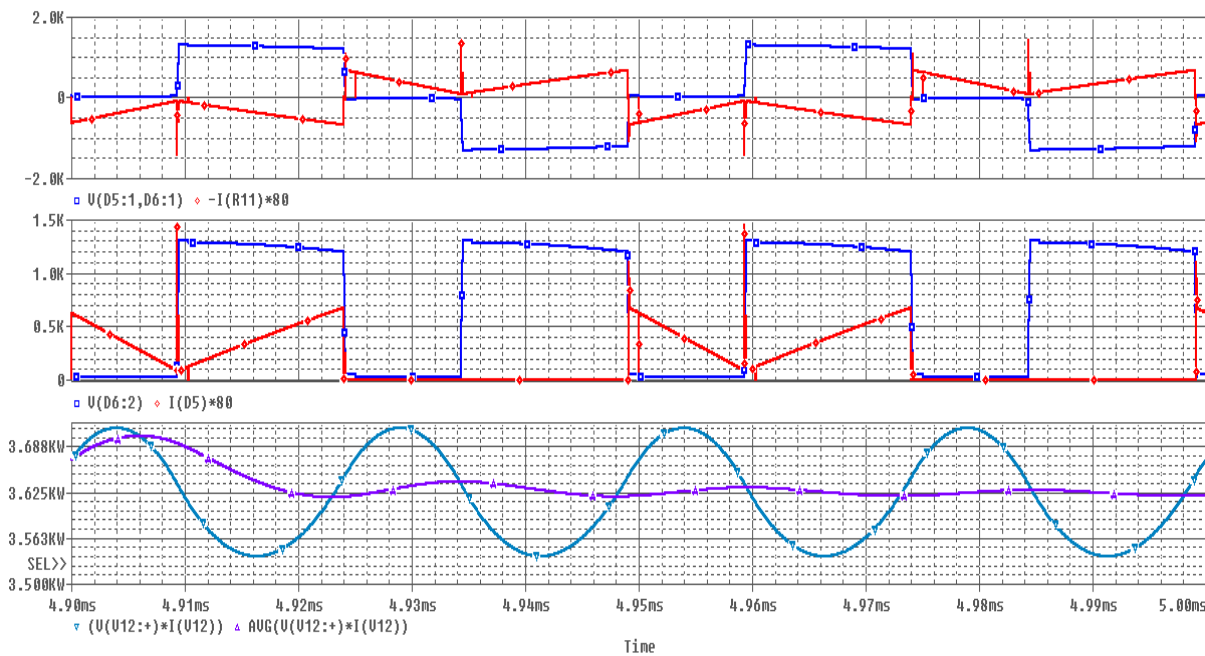
⁹ Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou



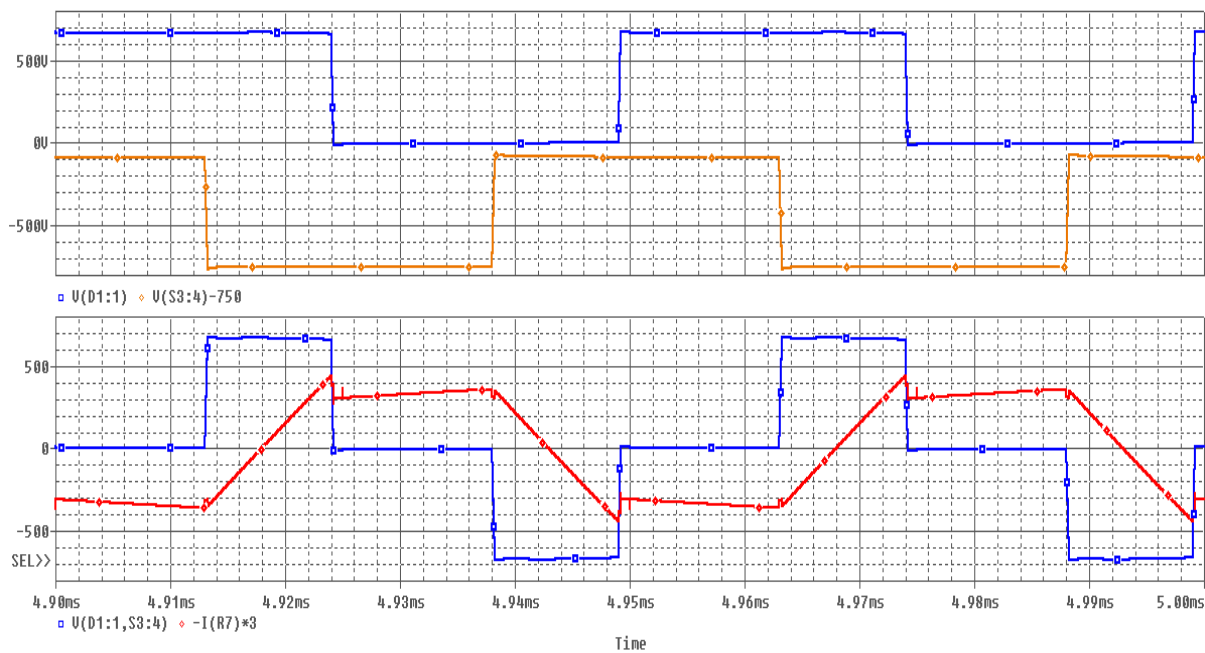
Obr. 3.8 Matematický model střídače s odlehčovacími kondenzátory vytvořeného v prostředí OrCad



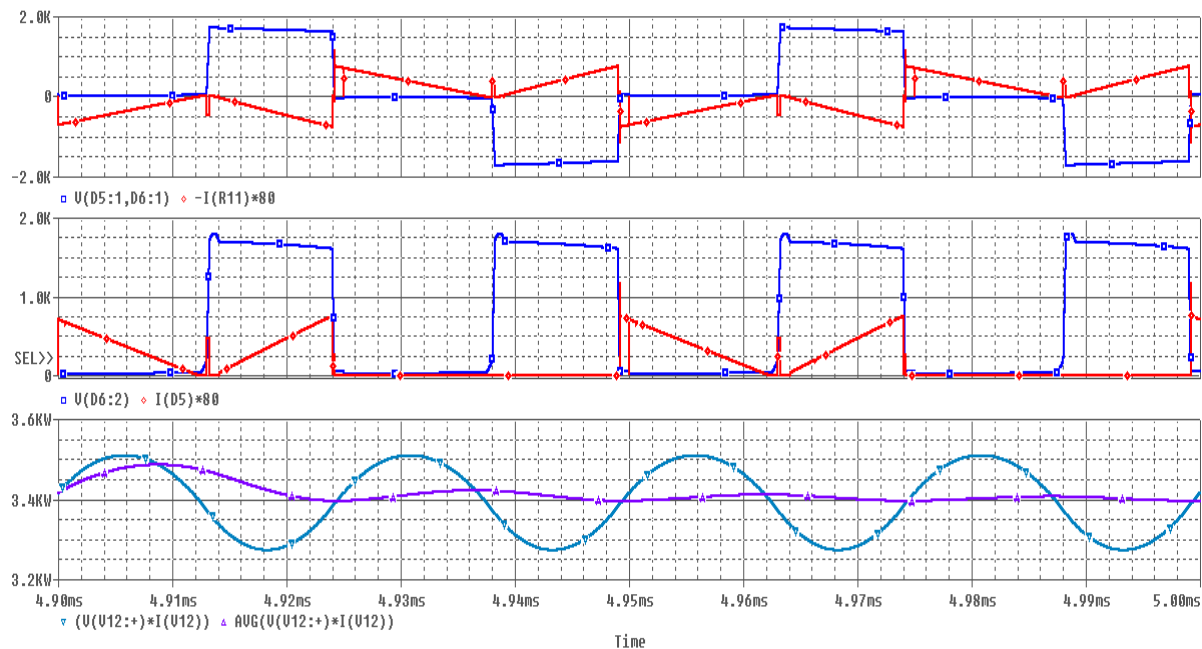
Obr. 3.9 Časové průběhy na straně měniče pro $U_1 = 550$ V, $U_2 = 750$ V



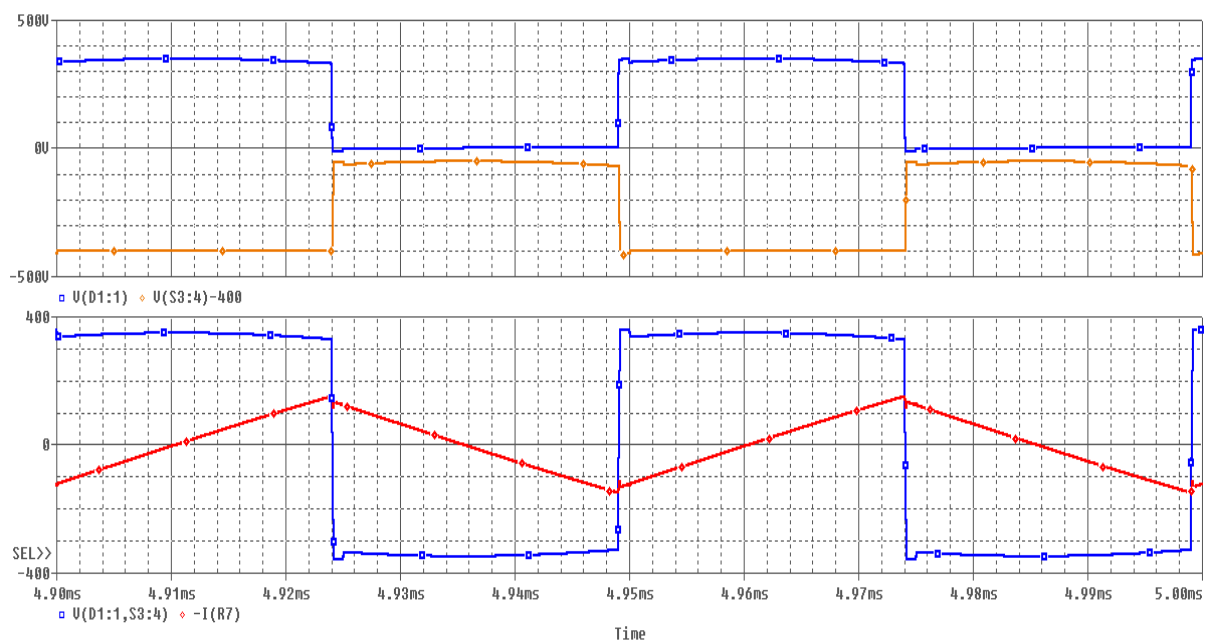
Obr. 3.10 Časové průběhy na straně zátěže pro $U_1 = 550$ V, $U_2 = 750$ V



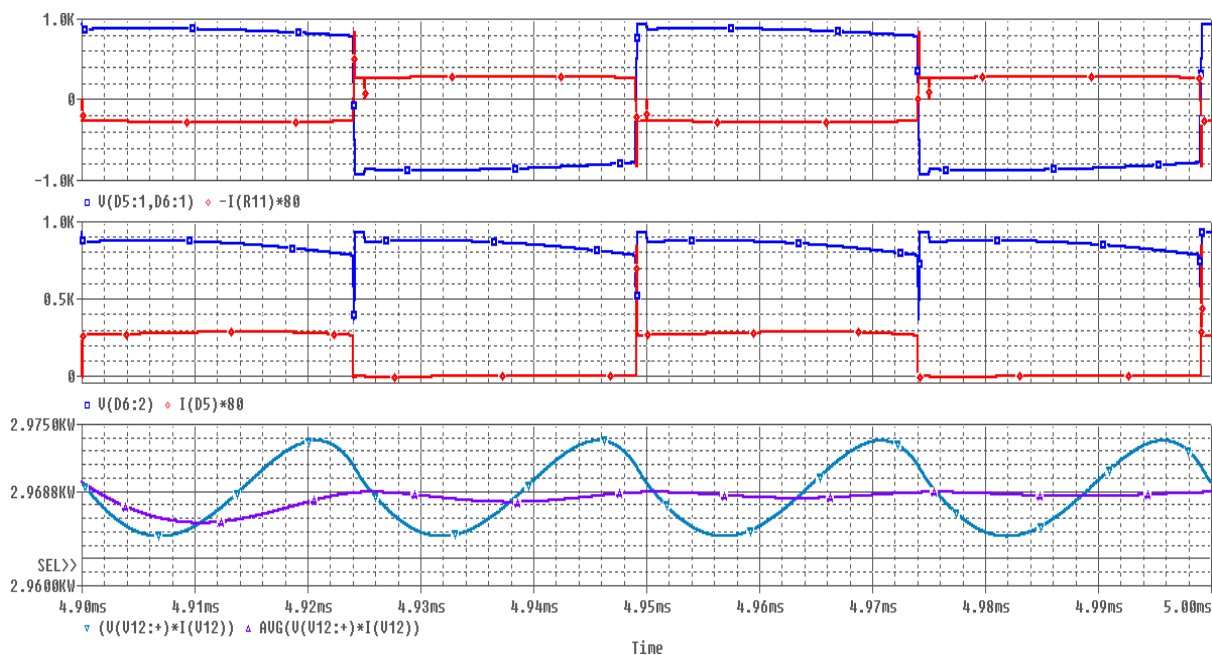
Obr. 3.11 Časové průběhy na straně měniče pro $U_1 = 700 \text{ V}$, $U_2 = 750 \text{ V}$



Obr. 3.12 Časové průběhy na straně zátěže pro $U_1 = 700 \text{ V}$, $U_2 = 750 \text{ V}$



Obr. 3.13 Časové průběhy na straně měniče pro $U_1 = 400 \text{ V}$, $U_2 = 850 \text{ V}$

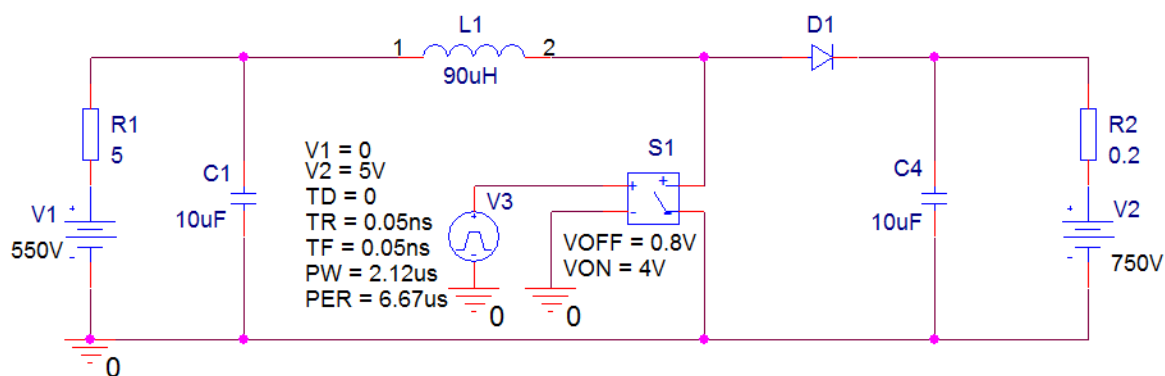


Obr. 3.14 Časové průběhy na straně zátěže pro $U_1 = 400 \text{ V}$, $U_2 = 850 \text{ V}$

Tento model měniče s odlehčovacími kondenzátory, jak je vidět ze simulací, už je přijatelnější než předchozí měniče, ale i přesto u tohoto řešení nebudeme provádět simulaci s reálnými součástkami, jelikož je schéma problémové z pohledu napěťového dimenzování prvků.

3.3 Model měniče pro zvyšování napětí

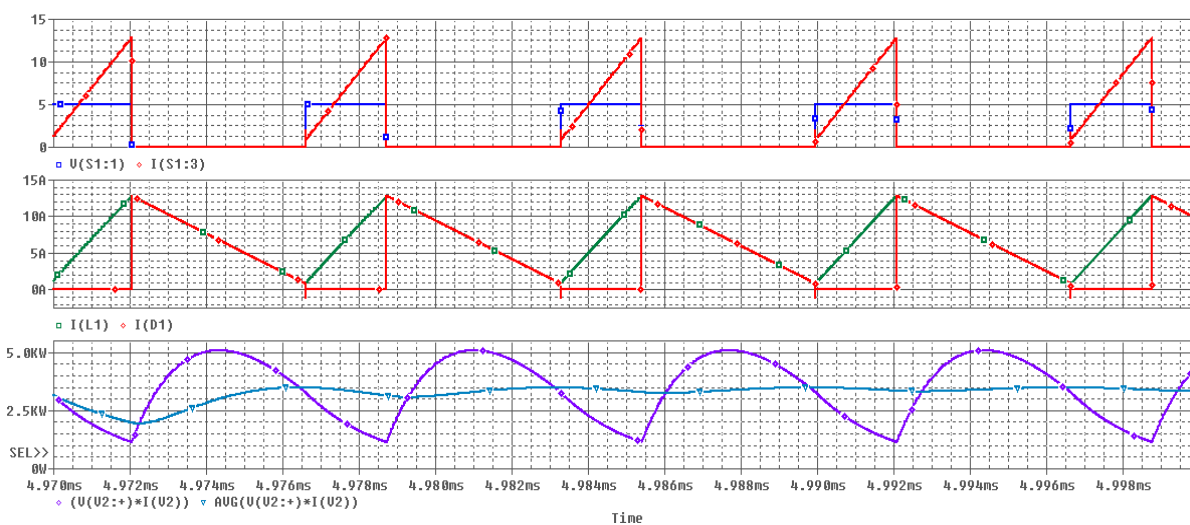
Schéma zapojení modelu je zobrazeno na obrázku 3.15. Jako spínač byl opět využitý blok ideálního spínače řízeného napětovým vstupem, dále byl použit ideální zdroj napětí V_1 s vyjádřeným vnitřním odporem R_1 . Pro řízení spínače slouží pulzní zdroj V_3 , jehož časové parametry jsou nastaveny s ohledem na vypočtenou velikost cívky $L_1 = 90 \text{ uH}$. Tato velikost byla vypočtena na základě vzorců v kap. 2.3, který má hladiny napětí nastaveny na 0V a 5V. Jelikož se jedná o zvyšující měnič, je zřejmé, že vstupní napětí V_1 musí být menší, než napětí výstupní V_2 .



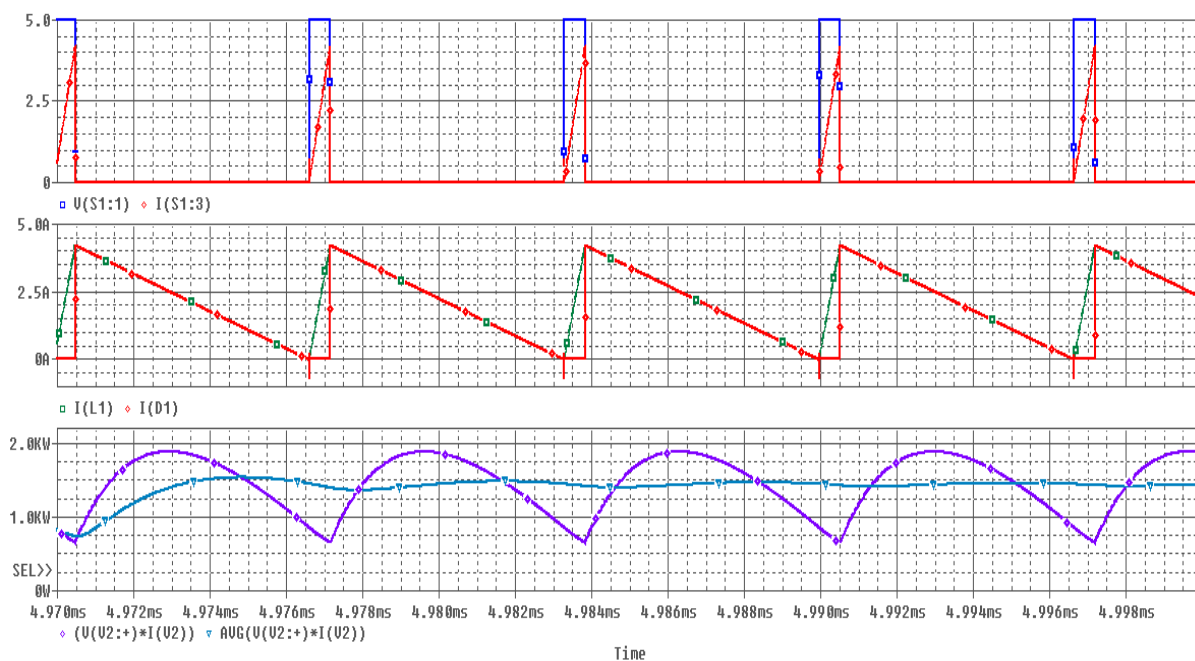
Obr. 3.15 Matematický model zvyšujícího měniče vytvořeného v prostředí OrCad

Legenda pro následující průběhy je:

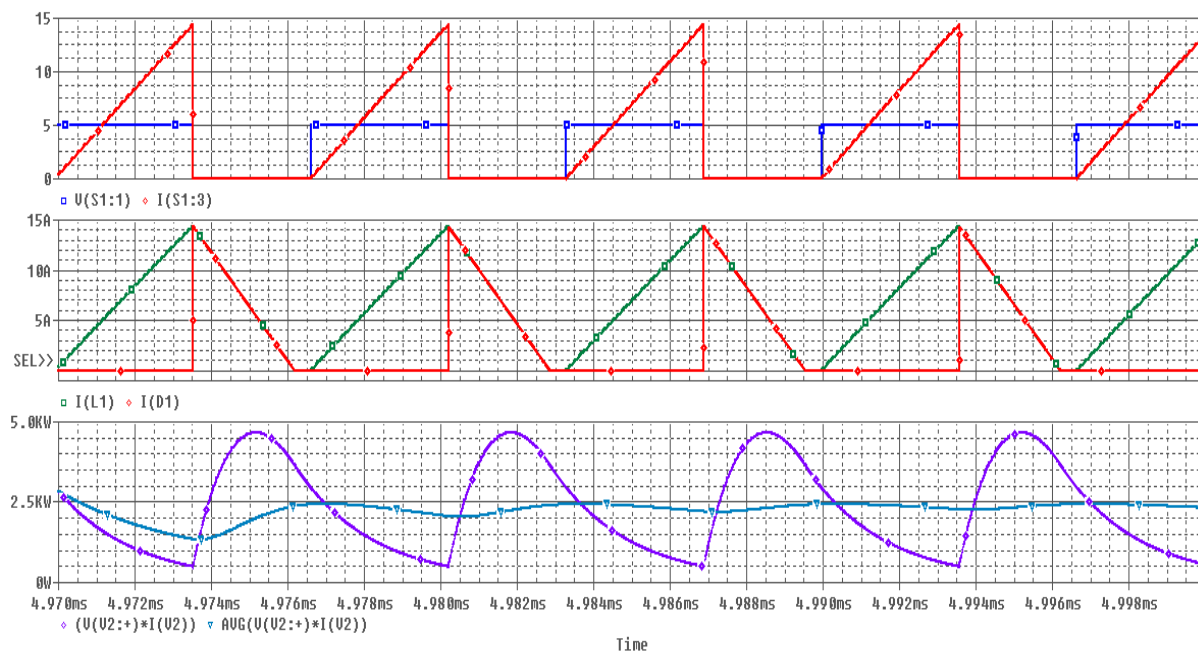
V(S1:1)	Řídicí signál spínače S_1
I(S1:3)	Průběh proudu spínačem S_1
I(L1)	Průběh proudu tlumivkou L_1
I(D1)	Průběh proudu diodou D_1
(V(V2:+) * I(V2:))	Časový průběh výkonu měniče na zátěži
AVG(V(V2:+) * I(V2:))	Časový průběh střední hodnoty výkonu zátěže



Obr. 3.16 Časové průběhy zvyšujícího měniče pro $U_1 = 550 \text{ V}$, $U_2 = 750 \text{ V}$



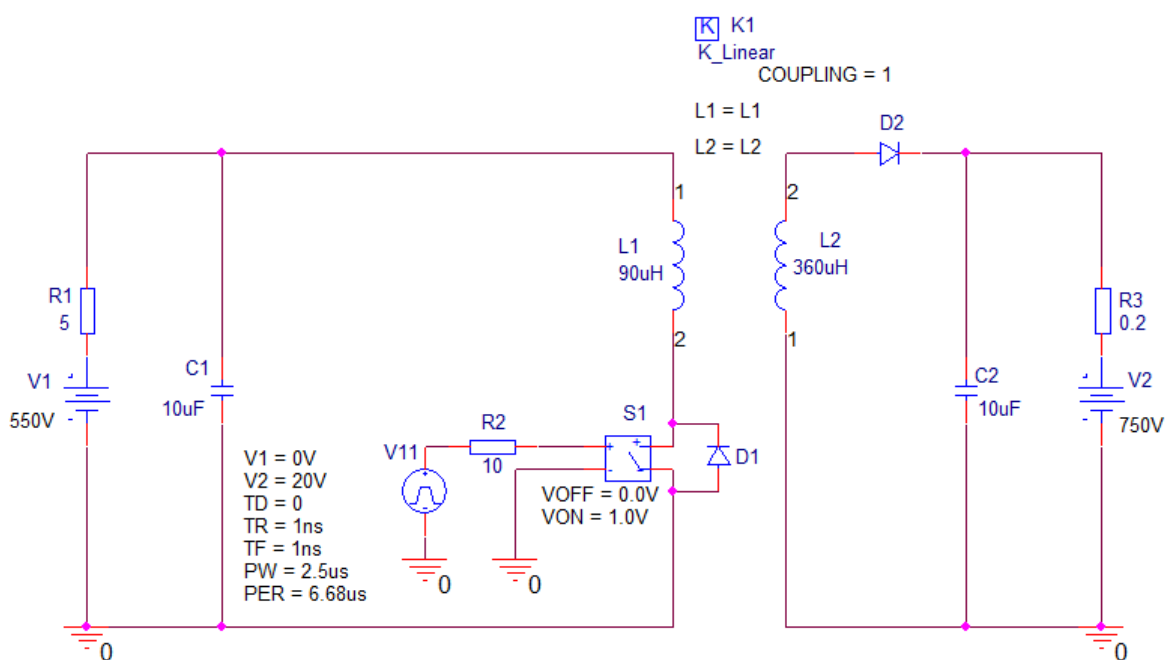
Obr. 3.17 Časové průběhy zvyšujícího měniče pro $U_1 = 700 \text{ V}$, $U_2 = 750$



Obr. 3.18 Časové průběhy zvyšujícího měniče pro $U_1 = 400 \text{ V}$, $U_2 = 850$

3.4 Model blokujícího měniče

Tento model byl odsimulován v režimu přerušovaných proudů. Schéma zapojení matematického modelu je na obrázku 3.19. Jako spínač je zde, jako v předchozí kapitole, použit blok ideálního spínače řízeného napěťovým vstupem. Ideální zdroje napětí V_1 a V_2 mají své vnitřní odpory R_1 a R_3 . Vazbu tvoří ideální bezrozptylový transformátor tvořený tlumivkami L_1 , L_2 , které mají však opačnou polaritu.



Obr. 3.19 Matematický model blokujícího měniče vytvořeného v prostředí OrCad

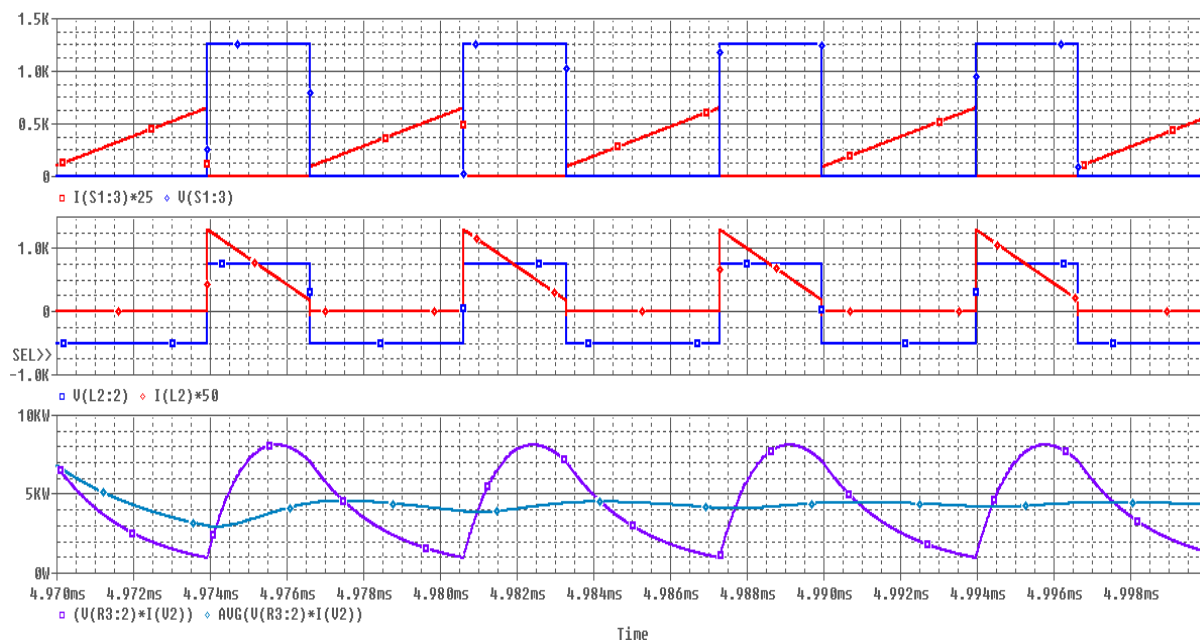
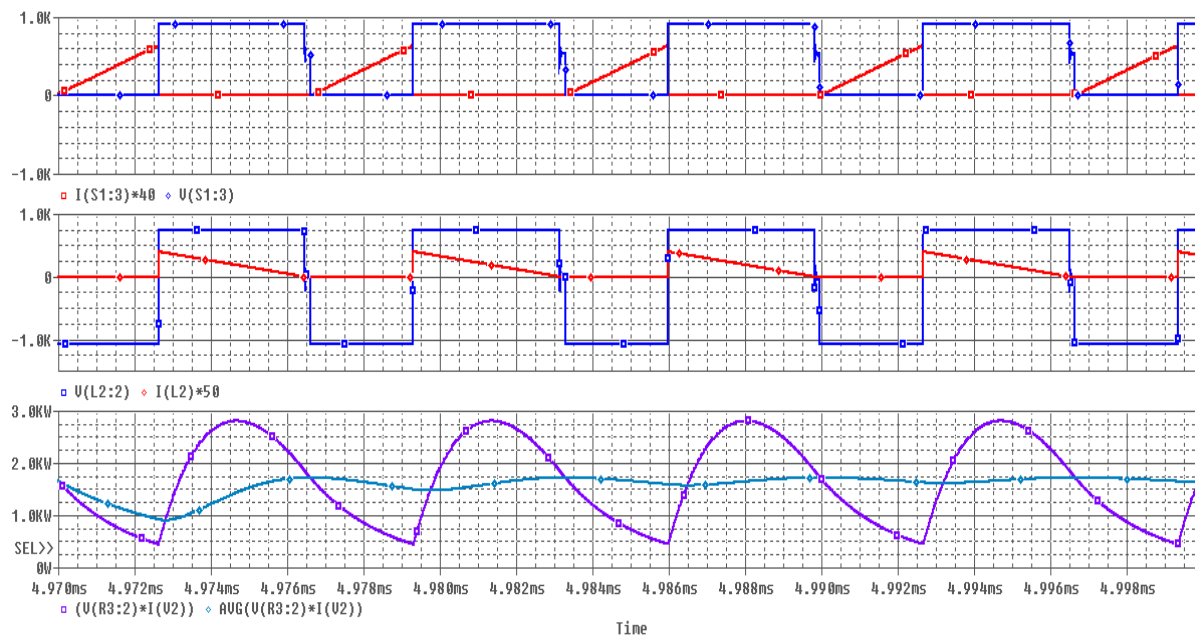
V tomto případě byly simulace provedeny jen pro první stav kdy $U_1 = 550$ V a $U_2 = 750$ V, avšak pro dva různé převody transformátoru, a sice pro $p=1$, tedy $L_1 = L_2 = 90$ μ H a $p=2$ pro $L_1 = 90$ μ H, $L_2 = 360$ μ H. (viz. vzorec 3.1) Z toho vyplývá, že nejdříve je simulace provedena pro převod transformátoru rovný jedné a v druhém případě je převod transformátoru rovný dvěma.

Legenda pro následující průběhy je:

$I(S1:3)^{10}$	Průběh proudu spínačem S_1
$V(S1:3)$	Průběh napětí spínače S_1
$V(L2:2)$	Průběh napětí na sekundární straně
$I(L2)^{11}$	Průběh proudu tlumivkou L_2
$V(R3:2)*I(V2)$	Průběh výkonu na sekundární straně
$AVG(V(R3:2)*I(V2))$	Průběh střední hodnoty výkonu na sekundární straně

¹⁰ Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou

¹¹ Hodnota proudu je pro přehlednost vynásobena číselnou hodnotou

Obr. 3.20 Časové průběhy blokujícího měniče pro převod transformátoru $p=1$ Obr. 3.21 Časové průběhy blokujícího měniče pro převod transformátoru $p=2$

3.5 Posouzení výsledků simulací idealizovaných měničů

Na základě porovnání výsledků simulací lze říci, že všechna schémata jsou při jmenovitých parametrech napětí funkční a poskytují i dostatek předpokladů pro přenos výkonu v reálných fotovoltaických soustavách s akumulací.

U měniče s rezonančním meziobvodem je velice výhodné dvojnásobné napětí amplitudy rezonančních pulzů, což umožňuje velice dobře stabilizovat práci při malém napětí fotovoltaiky do téměř plně nabitého akumulátoru. Velice jednoduchý a snadno realizovatelný je i regulační algoritmus se současným sepnutím všech spínačů. Problémové může být velice rychlé vyhodnocení úrovně proudu požadovaného pro předmagnetizaci rezonanční tlumivky na následující periodu rezonančního děje. Podstatnou nevýhodou se však ukázala potřeba velkého proudu pro udržení rezonance meziobvodu vzhledem k malému „užitečnému“ proudu pro přenos energie z fotovoltaického zdroje. Principiálně tak dojde ke snížení spínacích ztrát, ale v reálném měniči se asi zvýší ztráty vedením, (viz. obr. 3.5, 3.6 na rezonanční proud musí být dimenzovány součástky střídače).

Tento nedostatek je potlačen u měniče s odlehčovacími kondenzátory, u něhož je vyrovnaná výkonová bilance v celém přenosovém řetězci měniče. Také odlehčovací kondenzátory výrazně omezí komutační ztráty střídače. Aby však měnič mohl pracovat při malém napětí fotovoltaiky do vyššího napětí sekundárního akumulátoru, musí mít transformátor zvyšovací převod, (v našem případě $p = 2,5$). To způsobí, že všechny prvky na sekundární straně musí být při maximálním napětí fotovoltaiky dimenzovány na napětí převyšující 1 kV, což může být problém. Podobná situace s dimenzováním však nastává i u měniče s rezonančním meziobvodem.

Uvedené problémy nenastávají u měniče pro zvyšování napětí za předpokladu, že vstupní napětí (plně osluněná fotovoltaika) nepřevyší napětí výstupní (téměř vybitý sekundární akumulátor). Tento problém však lze odstranit galvanickým oddělením pomocí transformátoru v impulzním režimu, tak, jak je popsán v kap. 2.3.1. I v tomto případě však u poměrně vysokých napětí vstupního i výstupního zdroje nastanou problémy s napětovým dimenzováním součástek. Pokud bude převod transformátoru $p=1$, dojde ke zvýšenému namáhání tranzistoru na primární straně transformátoru, pokud se převod zvýší ($p=2$), namáhání tranzistoru se sníží, dojde však ke zvýšenému napětovému namáhání diod na sekundární straně transformátoru (viz. obr. 3.20, 2.21). Pokud tedy není nutné galvanické oddělení samotného fotovoltaického panelu od akumulátoru, jeví se pro modelování s reálnými součástkami jako nejvhodnější právě zvyšující měnič, který bude uveden v kapitole 4.

Toto schéma je velice jednoduché, realizačně nenáročné a umožňuje paralelní řazení těchto jednotek. Snížení ztrát při poměrně vysokém kmitočtu (150 kHz) je docíleno režimem přerušovaného proudu. Vysoký kmitočet umožňuje minimalizaci rozměrů jak cívky, tak kondenzátoru.

Vzhledem k jednoduchosti byl proveden konstrukční návrh jednotky s přenášeným výkonem cca 3,5 kW.

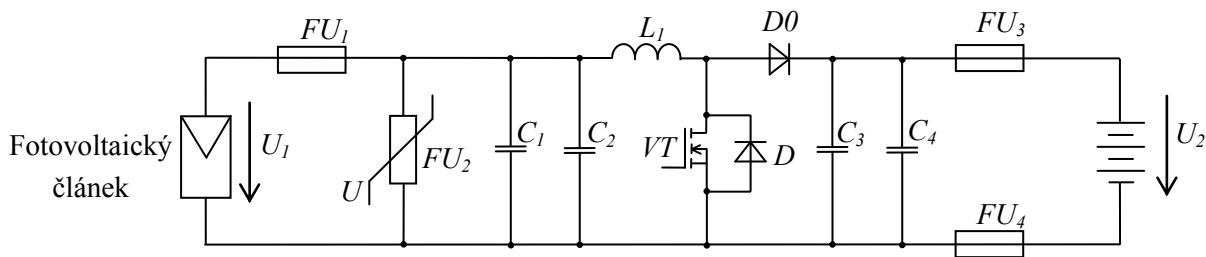
4. Konstrukční návrh měniče pro zvyšování napětí

Tato kapitola je zaměřena na konstrukční návrh zvyšujícího měniče, kde výstupem je mimo jiné i navržený 3D model měniče v programu Autodesk Inventor 2012. Tento typ měniče byl vybrán z důvodu jednoduchosti konstrukce a nákladů na polovodičové prvky.

Dimenzování měniče

Základem dimenzování měniče je rozvaha o velikosti spínacího kmitočtu realizovaného pomocí dostupných tranzistorů. Pro tento kmitočet je dále, s ohledem na přenášený výkon, resp. maximální vstupní výkon z fotovoltaiky provedena volba velikosti indukčnosti a dalších prvků obvodu dle schématu na obr. 4.1.

Na základě této rozvahy byl zadán požadavek vytvořit měnič formou tří paralelních modulů s třetinovým výkonem, které by byly schopny přenést součtový výkon cca 10 kWp (Celkový proud $I_{INC} = 20$ A při napětí panelu 550 V). Koncepce měniče jednoho modulu proto bude odvozena od schématu na obr. 4.1.



Obr. 4.1 Schéma jednoho modulu měniče fotovoltaiky

Výše uvedené podmínky slouží k základnímu výkonovému dimenzování měniče jednoho modulu.

$$P_{1\max} = U_{1\max} \cdot \frac{I_{1NC}}{3} = 550 \cdot \frac{20}{3} = 3666W \quad (4.1)$$

Pro přenos požadovaného výkonu je zapotřebí proud jednoho modulu o střední hodnotě.

$$I_{1(AVG)M} = \frac{I_{1NC}}{3} = \frac{20}{3} = 6,66A \quad (4.2)$$

Za předpokladu lineárního průběhu nabíjecího proudu cívky vypočteme maximální (špičkovou) hodnotu proudu cívky.

$$I_{1(\max)} = 2 \cdot I_{1(AVG)M} = 2 \cdot 6,66 = 13,3A \quad (4.3)$$

S ohledem na skutečnou nelinearitu obvodu, remanentní ztráty a další vlivy zvýšíme hodnotu proudu o 10% (účinnost 0,9), a dále budeme počítat se špičkovým proudem modulu:

$$I_{1(\max)} = 13,3 \cdot 1,1 = 14,63A \approx 15A \quad (4.4)$$

Spínací kmitočet odvodíme z dvojnásobku spínací doby t_1 (viz. obr. 2.7), předpokládáme stejnou dobu nabíjení a vybíjení energie tlumivky, dobu komutace v tuto chvíli zanedbáme:

Celý výpočet se opírá o předpoklad práce měniče v režimu přerušovaného proudu, v nejhorším případě práce na mezi spojitosti. Proto předpokládáme:

$$\begin{aligned} t_1 &= t_2 \\ t_1 + t_2 &= T \Rightarrow T = 2 \cdot t_1 \\ f &= \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot t_1} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Po dosazení vypočteme výkon modulu:

Stanovení indukčnosti L_I pro pracovní kmitočet $f = 150 \text{ kHz}$ pro $U_{LI} = U_{I\max} = 550 \text{ V}$.

$$U_{LI} = U_{IN} = L_I \cdot \frac{I_{1(\max)}}{t_1} \quad (4.6)$$

Tedy:

$$L_I = t_1 \cdot \frac{U_{IN}}{I_{1(\max)}} \quad (4.7)$$

Za těchto podmínek dosadíme do rovnice (4.7):

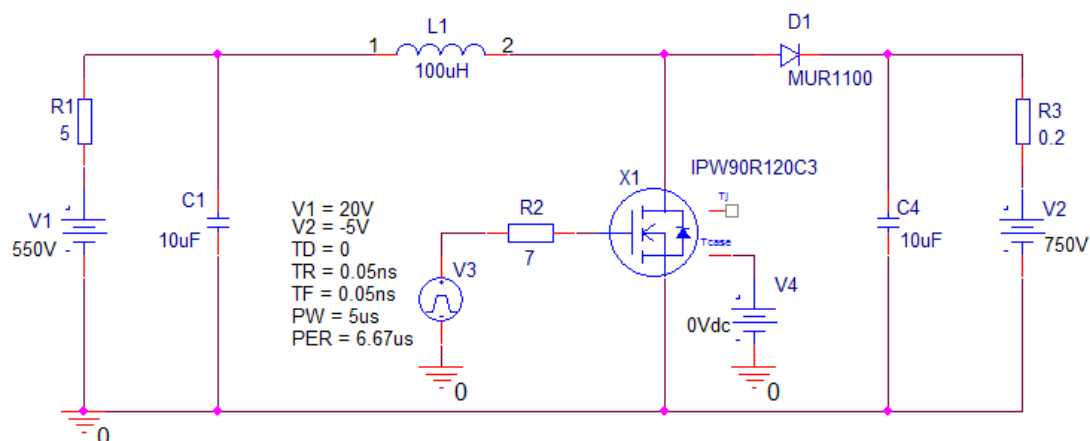
$$L_I = 3,333 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{550}{15} = 111,1 \cdot 10^{-6} \text{ H} = 111,1 \mu\text{H} \quad (4.8)$$

Tlumivku L_I volíme $100 \mu\text{H}$.

Pro tyto vypočtené parametry navrhne počítačový model v prostředí Orcad PSpice, viz. schéma na obrázku 4.2.

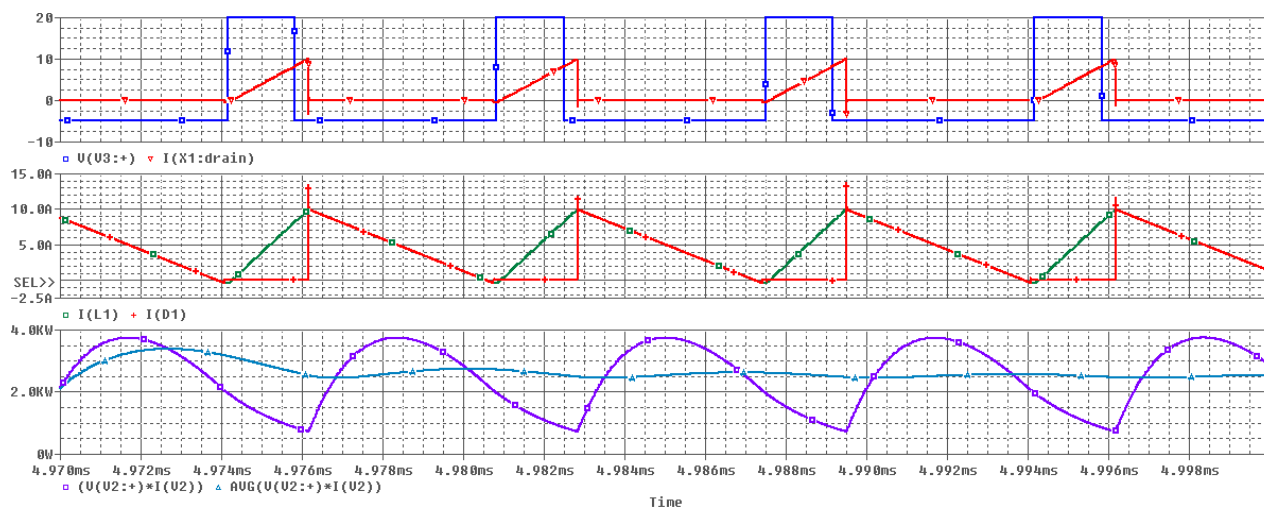
Model zvyšujícího měniče s reálnými prvky

Pro tento model byl na základě dimenzování vybrán tranzistor s technologií CoolMOS IPW90R120C3 od firmy Infineon. Jedná se o unipolární tranzistor, který je pro napětí $V_{DS} = 900 \text{ V}$ a proud $I_D = 36 \text{ A}$. Na základě dostupnosti diod v knihovně OrCad byla vybrána ultra rychlá dioda MUR1100 od firmy Taiwan Electronics, kde její stěžejní parametry jsou $V_{RRM} = 1000 \text{ V}$, $I_{FSM} = 30 \text{ A}$ a $T_{rr} = 75 \text{ ns}$. Jako budící obvod tranzistoru je použit generátor pulsů, jehož napěťové úrovně se odvíjejí od použitého tranzistoru. Hodnoty byly získány z datasheetu. Vývod tranzistoru T_{case} nemá žádný vliv na průběhy simulace, ale aby se simulace spustila, musí být vývod uzemněn, nebo k němu musí být přiveden zdroj napětí.



Obr. 4.2 Matematický model měniče pro zvyšování napětí vytvořeného v prostředí OrCad

Z časových průběhů na obr. 4.3 odečteme důležité veličiny.



Obr. 4.3 Průběhy veličin simulace zvyšujícího měniče

Legenda pro průběhy je následující:

$V(V3:+) \quad I(X1:drain)$	Napěťové pulzy Proud tranzistorem
$I(L1) \quad I(D1)$	Proud tlumivkou L_1 Proud na diodě D_1
$V(V2:+) * I(V2)$	Přenášený výkon
$AVG(V(V2:+) * I(V2))$	Střední hodnota přenášeného výkonu

Hodnoty odečtené ze simulací

$P_{SI(AVG)STAT} = 4 \text{ W}$ pro $R_{DS(ON)} = 0,12 \Omega$ – ztráty v sepnutém stavu bez uvažování komutace
 $I_{CI(RMS)} = 1,6 \text{ A}$ – efektivní hodnota proudu kondenzátoru C_I
 $P_{I(AVG)} = 3,6 \text{ kW}$
 $f = 150 \text{ kHz}$

Dimenzování tranzistoru

Ze zadaných a vypočtených parametrů navrhujeme na místě VT unipolární CoolMOS tranzistor IPW90R120C3.

Dle datového listu zjistíme, že umožňuje proud $I_D = 23 \text{ A}$ při teplotě pouzdra $T_c = 100^\circ\text{C}$ a $I_D = 36 \text{ A}$ při teplotě $T_c = 25^\circ\text{C}$. Pulzní proud $I_{Dpulse} = 96 \text{ A}$ při teplotě $T_c = 25^\circ\text{C}$.

Tranzistor IPW90R120C3 vyhovuje podmínkám zatěžování.

Napěťové zatěžování

Jedná se o tranzistor s technologií CoolMOS s napětím $U_{DS} = 900 \text{ V}$ při teplotě přechodu $T_j = 25^\circ\text{C}$. Ve stavu naprázdno (rozeprnutý stav tranzistoru) je zatěžován napětím naprázdno $U_{I_{max}} = 550 \text{ V}$, tedy vyhovuje. Pokud vede D0, je namáhán napětí $U_{2max} = 800 \text{ V}$.

Tranzistor v dané aplikaci napěťově vyhovuje.

Výpočet ztrát tranzistoru VT

Tranzistor je zatěžován proudovými pulzy dle obr. 4.2 v režimu přerušovaných proudů:

Vypínací ztráta tranzistoru v nejnepříznivějším režimu ($I_{I(max)} = 15 \text{ A}$)

$$P_{VT(AVG)DYN} = \frac{1}{2} \cdot I_{I(max)} \cdot t_r \cdot f = 7,5 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^3 = 22,5 \text{ W} \quad (4.9)$$

Jak již bylo zmíněno, ztráta v sepnutém stavu byla odečtena ze simulací. Hodnota vnitřního odporu tranzistoru X_I byla nastavena na velikost $R_{DS(ON)} = 0,12 \Omega$.

Střední hodnota této ztráty $P_{SI(AVG)STAT} = P_{VT(AVG)STAT} = 4 \text{ W}$.

Velikost celkové střední ztráty spínacího tranzistoru VT vypočteme:

$$P_{VT(AVG)} = P_{VT(AVG)STAT} + P_{VT(AVG)DYN} = 22,5 + 4 = 26,5 \text{ W} \quad (4.10)$$

Výpočet ztrát diody D0

Celková ztráta diody pro max. střední hodnotu proudu diody $I_{D(AVG)} = 4,4 \text{ A}$ (odečteno ze simulací jako pro dimenzování nepříznivější hodnota, teoreticky by měla být $3,5 \text{ A}$). Hodnotu odečteme z datového listu $P_{D(AVG)} = 5 \text{ W}$.

Dioda pracuje v režimu přerušovaného proudu, proto její komutační ztrátu zanedbáme (nejíme schopni ji určit, protože proud poklesne do nulové hodnoty).

Celkový ztrátový výkon součástek:

$$P_{(VT+D0)AVG} = P_{VT(AVG)} + P_{D0(AVG)} = 26,5 + 5 = 31,5W \quad (4.11)$$

Volba chladiče

Pro zachování tepelné rovnováhy musí být splněna podmínka

$$P_{(VT+D0)AVG} \leq P_{chladěh} = \frac{T_j - T_a}{\sum R_g} \quad (4.12)$$

Tepelný odpor chladiče srovnatelných rozměrů z katalogu firmy FISCHER Electronic je $R_g = 1K/W$

Pro korekci tepelného odporu chladiče, který byl v knihovně modelů INVENTOR je možné provést následující úvahu.

Plocha žebër chladiče FISCHER je $60 \cdot 10^3 \text{ mm}^2$, přičemž jeho tepelný odpor je $1K/W$. Plocha žebër mého vybraného chladiče je $104 \cdot 10^3 \text{ mm}^2$. Proto by měl být tepelný odpor adekvátně (lineárně) menší v poměru chladicích ploch, tedy přibližně $R_g = 0,6K/W$

Přechodový odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem volíme $R_{gcr} = 0,05K/W$. Při takto malých ztrátových výkonech je možné jej i zanedbat.

Odvedený ztrátový výkon vypočteme

$$P_{chladěh} = \frac{T_j - T_a}{\sum R_g} = \frac{140 - 40}{0,6 + 0,05 + 0,3} = 111W \quad (4.13)$$

Vzhledem k tomu, že chladicí výkon (111W) je větší než ztrátový výkon součástek (31,5W), chladič vyhovuje.

Kontrola proudového namáhání kondenzátorů

Volíme kondenzátory typ KP-3C s parametry dle datového listu v příloze. Kondenzátory jsou určeny pro stejnosměrné soustavy do 1250 V. Jedná se o bezindukční kondenzátory určené pro impulzní provoz v IGBT snubberech, které by měly spínacímu kmitočtu 150kHz vyhovět.

Dle modelu volíme zapojení 2 paralelních kondenzátorů $0,39\mu F$ na vstupu a 2 na výstupu, paralelně k výstupnímu akumulátoru.

Z PSpice modelu je efektivní proud kondenzátoru $I_{C1(RMS)}=1,6\text{A}$. Uvedený typ kondenzátoru má $I_{rms}=20,6\text{A}$ při 100kHz, takže má dostatečnou rezervu pro zatížení střídavým proudem.

Návrh jištění

Jištění proti zkratu

Vzhledem k zadaným parametrům je navrženo jednopólové jištění na vstupu a dvoupólové jištění (s ohledem připojení na akumulátor jako tvrdý zdroj napětí) na výstupu (viz obr. 3). Jedná se pouze o jištění poruchových stavů měniče, tranzistor samotný se jistí vlastní saturační ochranou.

Jištění je navrženo pojistkovými vložkami pro jištění polovodičů PV514 10A gR se jmenovitým proudem 10 A.

Pojistky jsou použitelné ve stejnosměrných soustavách do 600V, což na vstupní straně vyhovuje. Na výstupní straně je provedeno dvoupólové jištění. Konstrukčně jsou pojistkové vložky začleněny do pojistkových odpojovačů OEZ OPV14.

Jištění proti přepětí

Vzhledem možnosti přepětí ze strany fotovoltaického panelu (např. atmosférické přepětí) je nutné jistit vstup zařízení proti přepětiovým dějům. Jištění se provádí metal-oxidovým varistorem, který pracuje jako omezovač přepětí na vstupu. Varistor je připojen paralelně ke vstupu za vstupní pojistku FU_1

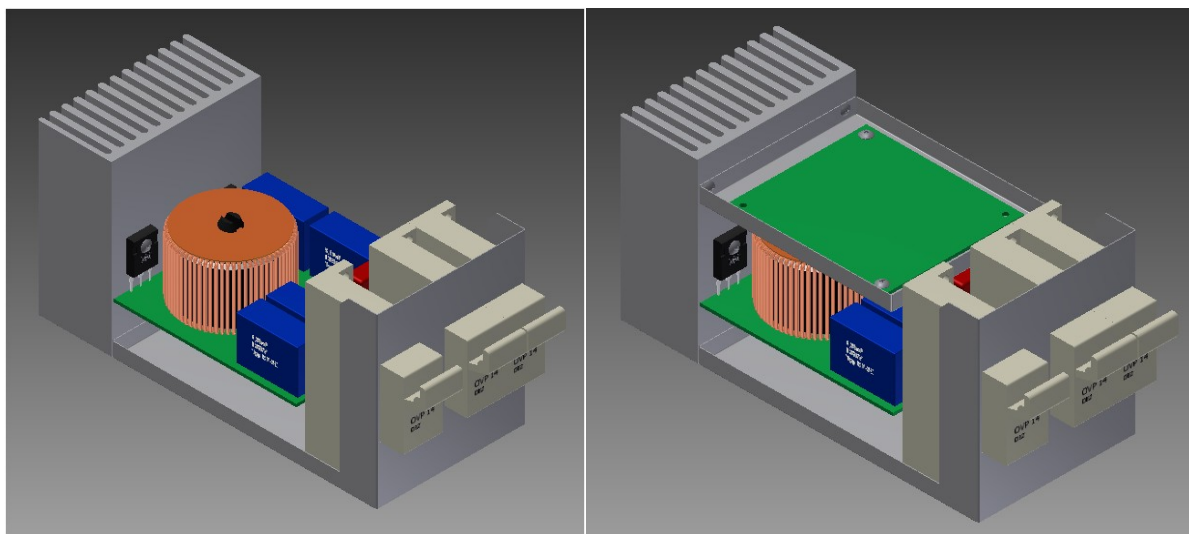
Je navržen varistor typu V391DHB34. Pro jmenovité napětí do 604 V s omezovacím napětím 1000V.

Výstupní obvod je připojen na svorkové napětí akumulátoru, obvod není nutné jistit proti přepětí.

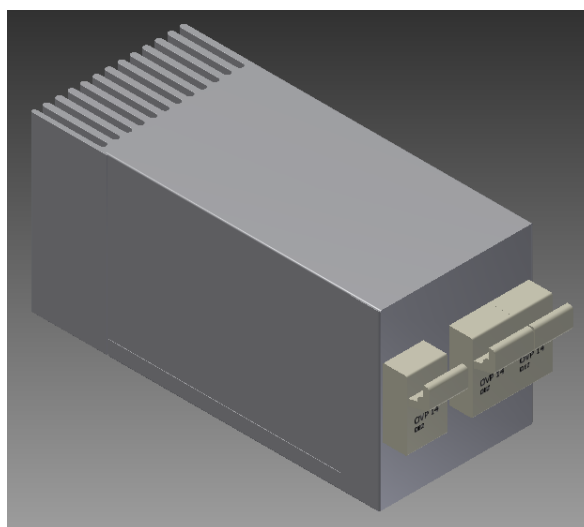
S využitím uvedených prvků byl proveden 3D návrh výkonové části, který je zobrazen na následujících obrázcích. Prostor pro umístění řídicího systému se nachází v odstíněném prostoru v horní části měničového modulu.

Připojení vstupních a výstupních vodičů zajišťují svorkovnice pojistkových odpojovačů. Montáž jednotky je nutné provést tak, aby byl možný dostatečný odvod ztrát pomocí vzduchového chladiče. (tzn. svislá orientace chladicích kanálů chladiče)

Sestavu projektovaného měniče v 3D CAD Autodesk Inventor



Obr. 4.4 Pohled na 3D model (vlevo bez a vpravo se stínící přepážkou a deskou řídicího systému)



Obr. 4.5 Pohled na 3D model kompletně oplechovaný

5. Závěr

Cílem diplomové práce bylo provést návrh měničových struktur pro fotovoltaické systémy s akumulací elektrické energie, pro navržené typy měničů provést numerické modely a jejich řešení porovnat.

Jak se ukázalo, tato úloha nebyla vzhledem k zadaným hodnotám napětí vstupního a výstupního zdroje a současně co nejvyššího spínacího kmitočtu (stanoveného cca 150 kHz) příliš jednoduchá. Z uvedeného rozboru vyplynulo, že využití transformátorové vazby naráží na požadavky náročného dimenzování polovodičových spínačů. Proto byl nakonec analyzován jednoduchý měnič pro zvyšování napětí bez galvanického oddělení a na základě modelování byly ověřeny ztráty reálných součástek a pro ně vytvořen konstrukční návrh.

Práce tak může být využita jako základ pro stavbu nových měničů pro fotovoltaiku na katedře elektroniky.

6. Použitá literatura

- [1] Bellini, A., Bifaretti, S., Iacovone, V.: A Zero - Voltage transition full bridge DC - DC converter for photovoltaic applications. In *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM), 2010 International Symposium on*. Pisa: IEEE, 14 - 16 June 2010, ISBN 978-1-4244-4986-6, pp. 448 - 453.
- [2] Bellini, A., Bifaretti, S., Iacovone, V.: Resonant DC - DC converters for photovoltaic energy generation systems. In *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*. Ischia: IEEE, 11 - 13 June 2008, ISBN 978-1-4244-1663-9, pp. 815 - 820.
- [3] Bellini, A., Bifaretti, S., Iacovone, V., Cornaro, C.: Simplified model of a photovoltaic module. In *Applied Electronics, 2009. AE 2009*, Pilsen: IEEE, 9 - 10 Sept. 2009, ISBN 978-80-7043-781-0, pp. 47 - 51.
- [4] Benavides, N. D., Eram, T., Chapman, P. L.: Ripple Correlation Control of a Multiple-Input Dc-Dc Converter. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, Recife: IEEE, 16 June 2005, ISBN 0-7803-9033-4, pp. 160 - 164.
- [5] Cacciato, M., Consoli, A., Crisafulli, V.: A high voltage gain DC/DC converter for energy harvesting in single module photovoltaic applications. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. Bari: IEEE, 4-7 July 2010, ISBN 978-1-4244-6390-9, pp. 550 - 555.
- [6] Cacciato, M., Consoli, A., Crisafulli, V.: Power converters for photovoltaic generation systems in smart grid applications. In *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*. Bonito-Mato Grosso do Sul: IEEE, Sept. 27 2009 - Oct. 1 2009, ISBN 978-1-4244-3369-8, pp. 26 - 31.
- [7] Conesa, A., Velasco, G., Martinez, H., Roman, M.: LCLC resonant converter as maximum power point tracker in PV systems. In *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. Barcelona: IEEE, 8 - 10 Sept. 2009, ISBN 978-1-4244-4432-8, pp. 1 - 9.
- [8] Dudrik, J.: Výkonové vysokofrekvenčné DC-DC meniče s mäkkým spínaním, Košice 2007, ISBN 978-80-8086-055-4.
- [9] Dudrik, J., Ruscín, V.: Voltage fed zero-voltage zero-current switching PWM DC-DC converter. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*. Poznan: IEEE, 1 - 3 Sept. 2008, ISBN 978-1-4244-1741-4, pp. 295 - 300
- [10] Enslin, J. H. R., Wolf, M. S., Snyman, D. B., Swiegers, W.: Integrated photovoltaic maximum power point tracking converter. In *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 06 August 2002, ISSN 0278-0046, vol. 44, no. 6, pp. 769-773.
- [11] Eram, T., Chapman, P. L.: Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. In *Energy Conversion, IEEE Transactions on*. June 2007, ISSN 0885-8969, vol. 22, no. 2, pp. 439 - 449.
- [12] Fibich, P., Výskum perspektívnych meničových štruktúr pre obnoviteľné zdroje energie, Žilina, 2012, Disertační práce, Elektrotechnická fakulta Žilinskej univerzity v Žiline.

-
- [13] Gow, J. A., Manning, C. D.: Development of a photovoltaic array model for use in power - electronics simulation studies. In *Electric Power Applications, IEE Proceedings*. Mar. 1999, ISSN 1350-2352, vol. 146, no. 2, pp. 193 - 200.
- [14] Hamada, S., Nakaoka, M.: A novel zero-voltage and zero-current switching PWM DC-DC converter with reduced conduction losses. In *Power Electronics, IEEE Transactions on*. May 2002, ISSN 0885-8993, vol. 17, no. 3, pp. 413 - 419.
- [15] Chlebiš, P.: Polovodičové měniče s měkkým spínáním, Ostrava 2004, ISBN 80-248-0643-6.
- [16] Cho, J. G., Baek, J. W., Jeong, C. Y., Yoo, D. W., Lee, H. S., Rim, G. H.: Novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*. Anaheim, CA: IEEE, 15 - 19 Feb. 1998, ISBN 0-7803-4340-9, pp. 834 - 839.
- [17] Kida, J., Tokuda, K., Ishihara, Y., Todaka, T.: Analysis of DC-DC converter for the maximum power point control of photovoltaic. In *Telecommunications Energy Conference, 1991. INTELEC '91., 13th International*. Kyoto: IEEE, 5 - 8 Nov 1991, ISBN 0-87942-670-5, pp. 291 - 295.
- [18] Moiseev, S., Sato, S., Hamada, S., Nakaoka, M.: Full bridge soft-switching phase-shifted PWM DC-DC converter using tapped inductor filter. In *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. Acapulco, Mexico: IEEE, 15 - 19 June. 2003, ISBN 0-7803-7754-0, pp. 1826 - 1831.
- [19] Rui Liu: Comparative study of snubber circuits for DC-DC converters utilized in high power off-line power supply applications. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. Dallas, TX: IEEE, 14 - 18 Mar 1999, ISBN 0-7803-5160-6, pp. 821 - 826.
- [20] Vondrášek, F.: Výkonová elektronika - měniče s vlastní komutací a bez komutace, svazek 3. Plzeň 2003, ISBN 80-7082-980-X.